15 F

N° 1704
MAI 1984
LIXe ANNÉE

LE HAUT-PARLEUR

LA REFERENCE EN ELECTRONIQUE

ISSN 0337 1883

HI-FI. AUDIO. VIDEO. MICRO-INFORMATIQUE. REALISATIONS



HI-FI

LE FESTIVAL SON ET IMAGE 1984

LE LECTEUR DE COMPACT DISC DUAL CD 130

REALISATIONS

CINQ MONTAGES

EMISSION RECEPTION

AMPLIFICATEURS LINEAIRES DECAMETRIQUES LARGE BANDE: 2 à 30 MHz

Vidéo Actualité

TUBES T.V.C LA RTC A DREUX

LE MAGNETOSCOPE VHS BRANDT VK 40

MICRO INFORMATIQUE

L'A.B.C. DE LA MICRO INFORMATIQUE

BELGIQUE : 105 F.B. ● CANADA : 2,50 $ ● SUISSE : 5 F.S. ● TUNISIE : 1,49 DIN ● ESPAGNE : 300 PTAS

SOMMAIRE

Notre courrier
TECHNIQUE

Par R.A.RAFFIN

MODALITES DE FONCTIONNEMENT DU COURRIER DES LECTEURS

Afin de nous permettre de répondre plus rapidement aux très nombreuses lettres que nous recevons, nous demandons à nos lecteurs de bien vouloir suivre ces quelques conseils :

- Le courrier des lecteurs est un service gratuit, pour tout renseignement concernant les articles publiés dans LE HAUT-PARLEUR. NE JAMAIS ENVOYER D'ARGENT. Si votre question ne concerne pas un article paru dans la revue et demande des recherches importantes, votre lettre sera transmise à notre laboratoire d'étude qui vous fera parvenir un devis.
- Le courrier des lecteurs publié dans la revue est une sélection de lettres, en fonction de l'intérêt général des questions posées. Beaucoup de réponses sont faites directement. Nous vous demandons donc de toujours joindre à votre lettre une enveloppe convenablement affranchie et self adressée.
- Priorité est donnée aux lecteurs abonnés qui joindront leur bande adresse. Un délai de UN MOIS est généralement nécessaire pour obtenir une réponse de nos collaborateurs.
- Afin de faciliter la ventilation du courrier, lorsque vos questions concernent des articles différents, utilisez des feuilles séparées pour chaque article, en prenant bien soin d'inscrire vos nom et adresse sur chaque feuillet, et en indiquant les références exactes de chaque article (titre, numéro, page).
- Aucun renseignement n'est fourni par téléphone.

RR – 02.09 : Nous pouvons dire qu'il ne s'écoule pas une semaine sans que nous recevions trois ou quatre lettres nous demandant comment procéder pour ajouter et câbler une prise « péritel » sur un ancien téléviseur n'en possédant pas.

Nous nous voyons donc dans l'obligation de nous répéter, à savoir qu'il ne faut pas espérer installer aisément une prise « péritel » sur un téléviseur qui n'en comporte pas s'il n'a pas été prévu à l'origine pour cela, et notamment avec les appareils conçus sur circuits imprimés. Cela demeure un travail difficile, très délicat, extrêmement problématique, et nous ne pouvons pas nous permettre de conseiller de l'entreprendre. En effet, il n'y aurait pas que la prise proprement dite à installer, mais également des modifications de câblage, des adjonctions de composants, etc.

Pour plus de détails et pour ce qui a trait à la correspondance des broches d'une « péritel », nous prions nos correspondants de bien vouloir se reporter à la réponse RR-02.03-F publiée aux pages 120 et 121 de notre numéro 1691.

●

RR – 02.13 : M. René JANDET, 42 ST-ETIENNE, sollicite notre avis au sujet de la fréquence dite d'horloge des micro-ordinateurs.

En vérité, il ne peut y avoir de relation mathématique essentielle entre la fréquence d'horloge d'un microprocesseur et le temps d'accès des mémoires. Les performances d'un ensemble dépendent de la vitesse élevée de l'unité centrale qui doit être couplée à un temps d'accès de la mémoire assez court pour que le microprocesseur n'ait jamais à attendre les données. Cependant, il ne faut pas croire qu'un microprocesseur ayant une fréquence d'horloge de 4 MHz sera deux fois plus rapide qu'avec une fréquence d'horloge de 2 MHz. Cela est possible, mais ce n'est pas une obligation.

En effet, comme nous l'avons dit plus haut, il n'y a pas de relation simple entre la fréquence d'horloge et la vitesse d'exécution des instructions. La fréquence d'horloge donne le rythme suivant lequel le microprocesseur utilisé doit recevoir des impulsions pour exécuter les instructions ; mais l'exécution d'une instruction exige plusieurs périodes d'horloge et il n'y a pas deux microprocesseurs qui utilisent le même nombre d'impulsions par instruction. Pour cette raison, la vitesse d'horloge des différents microprocesseurs n'est qu'une mesure fallacieuse de leur rapidité (Cf. Rodnay Zaks).

En fin d'analyse, **et selon le microprocesseur employé,** il est bien évident que la vitesse des mémoires doit être en accord avec celle du microprocesseur ; dans le cas contraire, on perd du temps à la recherche des données et des instructions en mémoire.

Dans le cas précis dont vous nous entretenez, à savoir un temps d'accès de 250 ns, et d'après la relation $F = 1/T$, la fréquence d'horloge maximale (la plus optimiste) serait théoriquement 4 MHz ; mais il est fort probable qu'une fréquence de 2 MHz soit suffisante et donne sensiblement les mêmes résultats du point de vue vitesse d'exécution.

●

RR – 02.14 : M. Paul VIANNON, 75016 PARIS, nous demande :

1° d'où provient le souffle parfois bien gênant observé sur certaines stations FM fonctionnant en stéréophonie ;

2° divers conseils en vue de la construction d'un oscilloscope.

1° Le souffle en réception FM stéréophonique peut être dû à l'une des causes suivantes :

a) souffle généré par l'émetteur lui-même du fait d'un réglage défectueux de son dispositif de codage ;

b) insuffisance du champ, c'est-à-dire de la tension VHF recueillie par l'antenne et appliquée à l'entrée du tuner. Il faut approximativement un signal d'une tension deux fois plus importante appliquée à l'entrée du tuner en stéréophonie qu'en monophonie pour ne pas avoir de souffle.

2° Dans un oscilloscope, il suffit simplement de blinder les circuits d'entrée et notamment d'utiliser des câbles blindés pour la liaison entre l'étage d'entrée et la douille (ou connecteur) fixée sur la face avant. Il faut évidemment utiliser du câble coaxial à faibles pertes et à faible capacité.

Il n'est pas obligatoire d'utiliser des connecteurs pour l'interconnexion des diverses plaquettes de circuits ; ces interconnexions peuvent parfaitement être réalisées d'une façon définitive à l'aide de simples fils.

Il n'est pas impératif de sortir le réglage d'astigmatisme sur le panneau-avant.

Il faut réduire autant que possible les capacités d'entrée, notamment, à leurs valeurs les plus faibles.

Il faut éviter tout couplage, toute induction, entre le transformateur d'alimentation et le tube cathodique. Les éloigner le plus possible l'un de l'autre ; le cas échéant, rechercher l'orientation optimale du transformateur d'alimentation pour une induction nulle sur le tube cathodique ; enfin, dans les cas extrêmes, blinder le tube cathodique lui-même par un blindage cylindro-conique en mumétal ou en permalloy.

Concernant un schéma moderne de base de temps pour oscilloscope, nous vous prions de bien vouloir vous reporter au numéro 1396 (pages 149 et suivantes).

●

RR – 02.11 : M. Jérôme TARDY, 30 ALES, nous adresse une longue lettre se rapportant aux caractéristiques des microphones (parmi lesquelles il perd son latin !), chaque constructeur les exprimant de façon différente... si bien qu'aucune comparaison n'est possible.

Lorsqu'on parle d'une sensibilité microphonique exprimée en décibels, cela ne signifie absolument rien si l'on ne définit pas le niveau de référence 0 dB :

– d'abord parce que certains fixent à 6 mW (1,73 V sur 500 Ω) le niveau de 0 dB, et d'autres le fixent à 1 mW (0,775 V sur 600 Ω) ;

– ensuite parce que le décibel n'est pas une unité, mais un rapport de puissance, ou un rapport de tension (mais dans ce dernier cas, il importe que les tensions soient mesurées sur des **impédances égales**).

Le bar est une unité de pression qui est équivalente à 10^5 pascals, le pascal étant lui-même équivalent à 1 newton par m^2. Le bar est donc une unité beaucoup trop importante et c'est la raison pour laquelle on utilise le microbar (µbar), c'est-à-dire la millionième partie du bar. Pour votre gouverne, 100 bars équivalent approximativement à 1 kg-force par mm^2.

En acoustique, le niveau de référence a été fixé à une puissance de 1 µW par cm^2 de surface du tympan, ce qui donne – 100 dB pour le seuil d'audibilité, encore que ce dernier varie avec la fréquence et se trouve être maximal vers 3 500 Hz.

Vous pourriez consulter notre ouvrage « Cours Moderne de Radio-Electronique », page 253 (paragraphe 4, Les décibels) ; en vente à la Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris ; ou un cours de Physique ou d'Acoustique quelconque.

Certes, dans le cas d'un microphone, il paraîtrait logique de parler de **x** mV pour **n** µbar puisqu'il s'agit de mesurer une « pression » pour obtenir une tension sur une impédance donnée.

Mais, en fin d'analyse, pour éviter une foule de confusions dues aux divers niveaux de références possibles (sans parler des perturbations apportées par les unités elles-mêmes... système CGS, système rationalisé, etc.), il est préférable de parler pour les caractéristiques des microphones de leur tension BF de sortie sur telle impédance et éventuellement à telle fréquence, puisque précisément les entrées des préamplificateurs sont définies et caractérisées par leur impédance et leur sensibilité (tension moyenne BF à appliquer). Ainsi, on comprend **immédiatement** le type de microphone qui convient ou ne convient pas !

●

RR – 02.16-F : M. Michel CALMET, 78 VELIZY, suite à la lecture de notre numéro 1698 (page 108), trouve que le montage d'indicateur d'oubli de veilleuses proposé est fort compliqué ! Il nous en indique un autre beaucoup plus simple et tout aussi efficace.

Ce montage, en effet « on ne peut plus simple », nécessite en tout et pour tout deux composants ; il est représenté (en traits gras) sur la figure RR-02.16 : une diode et une ampoule témoin (ou un buzzer). Il suffit de choisir une diode dont l'intensité directe soit au moins égale, sinon supérieure, au courant consommé par le témoin ou le buzzer.

La lampe ou le buzzer ne fonctionne qu'au moment où l'on coupe le « contact » en oubliant d'éteindre les veilleuses (ou autre accessoire).

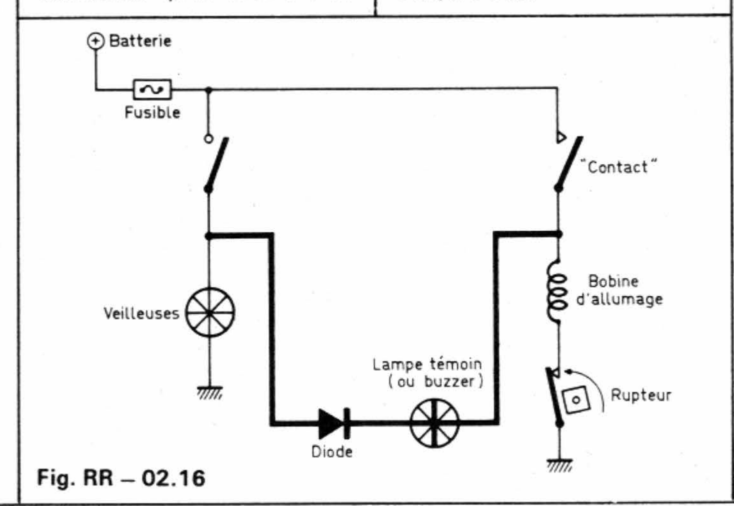


Fig. RR – 02.16

●

RR – 03.01 : M. Lucien REY, 24 BERGERAC :

1° nous suggère une modification qu'il se propose d'effectuer sur un TX en vue d'augmenter sa puissance HF ;

2° désire connaître les correspondances européennes de divers transistors japonais.

1° Il semblerait que la notion « augmentation de puissance » soit assez confuse dans votre esprit ; aussi tenons-nous à vous apporter les précisions suivantes :

Dans un montage quelconque à transistors, ce n'est pas en installant un transistor plus puissant sur tel ou tel étage que cet étage délivrera une puissance supérieure. Pour obtenir une plus grande puissance, il faut en même temps que ce nouveau transistor soit attaqué (ou drivé) plus puissamment également... ce qui implique donc l'emploi d'un **étage driver supplémentaire !** Si la puissance d'attaque est inchangée, la puissance **délivrée** par le nouveau transistor (bien que d'une puissance **possible** supérieure) ne changera pas non plus.

2° Voici les correspondances des transistors japonais dont vous nous entretenez :

A 495 : BC 178, BC 205, BC 213, BC 252, BC 308, BC 513, BC 558.

A 661 : BC 212, BC 256, BC 266, BC 556, 2N 2906 ou 2907 A.

C 372 et C 374 : BC 108, BC 172, BC 183, BC 208, BC 238, BC 383, BC 548, BC 583.

D 525 : BD 243 C, BD 601.

●

RR – 03.02 : M. Lazare CONSTANTIN, 42 LE COTEAU, constate la multiplicité des marques de micro-ordinateurs en vente actuellement, se trouve dans l'embarras du choix, et nous demande conseil.

Comme nous l'avons écrit à maintes reprises déjà, cette rubrique se veut essentiellement technique, et non pas commerciale. De ce fait, ne comptez pas sur nous pour vous conseiller telle marque plutôt qu'une autre ! En outre, tout dépend de ce que vous voulez faire avec ce micro-ordinateur, de ce que vous allez lui demander ou de ce que vous attendez de lui...

Dans de tels cas, le plus sage est de vous rendre dans une boutique spécialisée et sérieuse, nantie de techniciens compétents qui pourront utilement vous guider, vous conseiller. Puisque vous résidez non loin de Roanne, nous vous suggérons de consulter la société « Micro-Système – MBM » (86, bd Baron-du-Marais).

●

RR – 03.03 : M. Eric BOURGANEL, 09 FOIX, nous demande :

1° les caractéristiques de deux triacs ;

2° le schéma d'une station radio d'émission.

1° Voici les caractéristiques des **triacs** dont vous nous entretenez :

TXAL 228 B : Vdrm = 400 V ; I = 8 A eff. ; gâchette = 3 V 50 mA.

TXAL 2215 B : Vdrm = 400 V ; I = 15 A eff. ; gâchette = 3 V 50 mA.

Ces caractéristiques vous permettront sans doute de vous procurer des triacs équi-

valents. Le cas échéant, vous pourriez consulter le fabricant de ces triacs, à savoir : SILEC, 69, rue Ampère, 75017 PARIS.

2° Qu'entendez-vous par « station radio d'émission » ? S'agit-il de C.B., ou de radioamateur, ou de radio locale privée ?

Dans tous les cas, il n'est hélas plus rentable de construire soi-même des appareils complexes et sophistiqués ; bien souvent, l'addition des factures est d'un montant supérieur au prix de vente d'un appareil similaire du commerce. Naturellement, on a la satisfaction de l'avoir construit soi-même ; c'est tout !

●

RR – 03.04-F : M. Christophe RIVIERE, 75012 PARIS :

1° désire connaître les caractéristiques et le brochage du circuit intégré UAA 1004 ;

2° nous demande conseil pour l'utilisation d'un casque sur son téléviseur.

1° **UAA 1004** : Détecteur de tension « zéro » à amplificateur différentiel. Caractéristiques maximales :

Alimentation extérieure VCC (4-7) = 20 V ; tension d'entrée différentielle (1-8) (1-2) = ± 6 V ; I crête alternative 50 à 60 Hz (4-5) = 55 mA ; Pd = 625 à 680 mW.

Brochage : voir figure RR-03.04 où nous avons :
1 = entrée inverseuse (input amp.)
2 = entrée non inverseuse (fail safe)
3 = tension auxiliaire (–)
4 = + Vcc (masse)
5 = ligne AC
6 = sortie
7 = – Vcc
8 = entrée non inverseuse (input amp.).

2° Il est bien évident que si le fait de brancher votre casque coupe le haut-parleur du téléviseur, la sortie BF de ce dernier doit être refermée sur une impédance de même valeur (que celle du haut-parleur) c'est-à-dire 8 Ω... Sinon, il y a risque de destruction de l'étage final BF du téléviseur. Malheureusement, pour que nous puissions vous répondre valablement, il faudrait que vous nous communiquiez la valeur de l'**impédance** de votre casque (valeur que nous ignorons), ou tout au moins la valeur de sa **résistance** que vous pourriez mesurer à l'aide d'un simple ohmmètre.

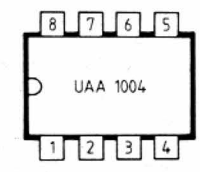


Fig. RR – 03.04

●

RR – 03.05 : M. Marcel BAYET, 81 MAZAMET, nous demande conseil :

1° sur l'interconnexion entre un amplificateur BF et un magnétophone ;

2° sur le fonctionnement d'un dispositif à triac.

1° Nous ne comprenons absolument pas le sens de votre lettre, ou en tout cas, nous ne voyons pas ce qui peut se passer. En effet, nous notons que la sortie pour enregistrement sur votre amplificateur est de 150 mV sur 50 kΩ ; nous observons par ailleurs que l'entrée du magnétophone nécessite 70 mV sur 50 kΩ. Vous disposez donc d'une tension BF supérieure de plus de deux fois ce qui est nécessaire. En conséquence, nous comprenons mal que le niveau d'enregistrement soit aussi faible.

Etes-vous certain de la tension BF indiquée en sortie (150 mV) ? L'avez-vous mesurée ? D'autre part, sur le magnétophone, avez-vous vérifié si l'intensité de prémagnétisation nécessaire à l'enregistrement est normale ?

2° Pour obtenir un déclenchement franc de votre triac, il serait souhaitable qu'une diac soit intercalée en série dans la commande de gâchette (soit en série avec la résistance de 220 Ω, soit en lieu et place de cette résistance, selon les caractéristiques de commande de cette gâchette).

Du point de vue antiparasite, il faut prévoir des filtres à bobines et condensateurs. En outre, l'ensemble doit être monté dans un coffret métallique relié à une prise de terre.

Nous vous suggérons de consulter les fiches encartées au milieu des numéros 413 et 414 de la revue Radio-Plans : Utilisation et déparasitage des triacs.

●

RR – 03.06 : M. Gilbert RAMBAUD, 63 RIOM :

1° nous demande de lui indiquer un récepteur de trafic tous modes (AM - FM - SSB) capable de fonctionner sur toutes les bandes GO - PO et OC jusqu'à 30 MHz ;

2° souhaite obtenir quelques éclaircissements concernant l'antenne dite W 3 HH.

1° Comme récepteur de trafic toutes bandes et tous modes, nous pouvons vous citer l'appareil type FRG 7700 de Yaesu-Sommerkamp (en vente à la S.E.R.C.I., 11, boulevard Saint-Martin, 75003 Paris). La description de cet appareil a été faite dans le n° 1670 (p. 96) auquel vous pourriez vous reporter pour vous documenter vis-à-vis des caractéristiques de ce récepteur.

Sur cet appareil toutes bandes, l'emploi d'une antenne **apériodique** est évidemment recommandé ; pour cela, vous pourriez consulter le n° 1681, page 166 (antenne apériodique en L).

2° Vous nous entretenez de l'antenne W 3 HH décrite dans notre ouvrage « L'Emission et la Réception d'Amateur », page 509. Nous pensons qu'il s'agit là d'une ancienne édition...

En effet, concernant cette antenne, divers essais ont été faits et ont démontré qu'il n'était pas du tout recommandé de la faire fonctionner en basse impédance (52 et même 75 Ω), car les pertes deviennent rapidement très importantes.

La solution consiste donc à établir l'antenne pour 300 Ω et à utiliser un balun pour feeder coaxial, ou encore utiliser un feeder bifilaire 300 Ω avec adaptateur et coupleur à l'arrivée.

Tout cela est détaillé, expliqué, ainsi que la fabrication des dispositifs de couplage, dans la dernière édition (11e édition) de « L'Emission et la Réception d'Amateur » (pages 329 et suivantes) à laquelle nous vous prions de bien vouloir vous reporter.

●

RR – 03.08 : M. Stéphane VERNADET, 31 TOULOUSE :

1° nous demande si l'amplificateur de 300 W décrit dans le n° 1690 peut être utilisé sur bandes décamétriques ;

2° désire prendre connaissance de divers schémas ;

3° nous demande conseil concernant l'installation et l'utilisation d'une antenne FM.

1° L'amplificateur de 300 W décrit dans le n° 1690 ne peut absolument pas convenir en HF puisque ses circuits accordés (strip-line et coaxiaux) sont dimensionnés pour la gamme FM 88 – 104 MHz.

2° Concernant les schémas d'émission et de réception que vous recherchez ainsi que pour votre formation technique pour le passage de l'examen de radio-amateur, nous vous conseillons les deux ouvrages suivants :

L'Emission et la Réception d'Amateur (11e édition).

Cours Moderne de Radio-Electronique.

Ces ouvrages sont en vente à la Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris (et probablement aussi dans les librairies techniques de votre ville).

3° Il est certain qu'une antenne extérieure FM, directive du fait de l'emploi de plusieurs éléments, apporte une bien meilleure qualité de réception qu'un simple bout de fil intérieur (antenne de fortune).

Dans une antenne FM, comme dans toute antenne directive (antenne TV, par exemple), plus le nombre d'éléments est important, plus la directivité est accusée (rapport AV/AR élevé) ; simultané-

Suite page 99

HAUT-PARLEURS

ET ENCEINTES ACOUSTIQUES

Dans le numéro précédent, nous avons traité des fonctions d'approximations appliquées à des réseaux électriques. Nous revenons, en appendice, sur ce sujet avec quelques courbes pour fixer les idées. Par ailleurs, pour éclairer un peu plus nos lecteurs sur le haut-parleur électrodynamique à bobine mobile, ceux-ci trouveront dans le corps de ce numéro le début d'un article de complément dû à Jacques Dewevre, professeur à l'université de Louvain. Nous continuons ci-après le chapitre II du traité de Pierre Loyez.

Cette même théorie conduit à d'autres formulations commodes pour les autres facteurs entrant dans la conception d'un moteur électrodynamique, cette fois en négligeant le terme Rg, compte tenu du fait que les amplificateurs modernes sont assimilables à des sources de tension.

– **Le rendement**

$$\eta = \frac{P_A}{P_E}$$

avec P_A (puissance acoustique) $= R_A \cdot i^2$ et R_A (résistance de rayonnement) $= \rho_o\omega^2 / 2\pi c$, avec ρ_o (densité de l'air) = 1,18 kg/m³, c (vélocité du son) = 340 m/s

P_E (puissance électrique) =

$$= R_e \left(\frac{e_g}{Rg + Re}\right)^2 \quad (9)$$

i, d'après (5) et (6) =

$$= \frac{Bl\, e_g}{p\,(Re + Rg)\, S \,.\, M_{AS}} \cdot G(p)$$

d'où η =

$$\frac{\rho_o}{2\pi c} \cdot \frac{B^2 l^2}{Re} \cdot \frac{1}{S^2 \,.\, M^2_{AS}} \cdot |G(p)|^2 \quad (10)$$

Le premier terme, indépendant de la fréquence représente le rendement intrinsèque du moteur, soit :

$$\eta_o = \frac{\rho_o}{2\pi c} \cdot \frac{B^2 l^2}{Re} \cdot \frac{1}{S^2 M^2_{AS}} \quad (11)$$

En notant que

$$S^2 \,.\, M^2_{AS} = M^2/S^2$$

(M_{AS} = masse mécanique de l'équipage, S = surface équivalente), on établit enfin :

$$\eta_o = \frac{\rho_o}{2\pi c} \cdot \frac{B^2 l^2}{Re} \cdot \frac{1}{(M/S)^2} \quad (12)$$

Cette expression ne fait donc intervenir que des paramètres physiques du moteur considéré :

– un critère électromagnétique lié au terme $B^2 l^2/Re$,

– un critère mécanique lié à la masse surfacique M/S.

– **Le déplacement de l'équipage mobile**

On établit [4] que, pour un haut-parleur sur écran infini, la fonction normée d'amplitude vibratoire X(p) est du type passe-bas (fig. 6) où l'on note l'influence de l'amortissement au voisinage de la résonance :

avec X(p) =

$$= \frac{1}{1 + p\,T/Q_T + p^2 T^2} \quad (13)$$

En effet, on peut écrire dans l'analogie acoustique de la figure 4 que le déplacement du diaphragme est obtenu par intégration (division par p) de la vitesse de déplacement (v), elle-même égale au débit volumique (i) divisé par la surface du diaphragme (S), d'où :

$$x = \frac{i}{pS}$$

avec i proportionnel à (admittance vue par le générateur E), soit encore :

$$x = \frac{1}{pS} \cdot \frac{1}{R_{AT} + pM_{AS} + 1/p\,C_{AS}}$$

Expression dont la valeur normée (valeur égale à 1 pour une fréquence nulle) se met finalement sous la forme (13), en tenant compte de (7) et (8).

On observe que les courbes des figures 5 et 6 sont images l'une de l'autre par rapport à la pulsation normée ($\omega = \omega_R$).

– **La puissance acoustique maximale [4]**

$$P_A = \frac{4\pi^3 \rho_o}{c} \cdot \frac{f^4_R \,.\, V^2_d}{|X(p)|^2_{max}} \quad (14)$$

avec $V_d = S \,.\, x_{max}$, où V_d représente le volume maximum balayé par la membrane, x_{max} est l'élongation maximale dans la zone de linéarité de la suspension, $X(p)_{max}$ est l'amplitude maximale.

– **La puissance électrique maximale [4]**

$$P_E = \frac{\pi f_o Q_E V^2_d}{C_{AS} |X(p)|^2_{max}} \quad (15)$$

avec $Q_E = \omega_o R_e M_{AS} S^2 / B^2 l^2$

Pour un fabricant de haut-parleurs, l'exploitation de ces formules ne présente d'intérêt que si on est capable

d'y faire entrer des grandeurs mesurables simplement, et, si possible, dont les effets sont indépendants. Ceci a conduit tout naturellement à introduire des grandeurs électriques accessibles à la mesure avec une grande précision, complétées si nécessaire par des mesures physiques simples (pesée par exemple).

Toujours fondée sur le concept d'impédance de Kennely, c'est la représentation de la figure 7, duale de l'analogie acoustique de la figure 4, qui a apporté la solution avec :

$$L_{em} = \frac{(Bl)^2}{S^2} \cdot C_{AS}, \text{ soit } L_{em} = (Bl)^2 \cdot C_m$$

$$C_{em} = \frac{S^2}{(Bl)^2} \cdot M_{AS}, \text{ soit } C_{em} = \frac{M}{(Bl)^2}$$

d'après (3)

$$R_{em} = \frac{(Bl)^2}{S^2} \cdot \frac{1}{R_{AS}}$$

A partir d'un relevé classique de la courbe d'impédance tel que celui de la figure 8 et dans les conditions qui seront précisées au chapitre consacré aux mesures, on détermine Rm et Re, puis, par calcul :

$C_{em} = M/(Bl)^2$

$L_{em} = (Bl)^2 \cdot C_{em}$

L_e est classiquement mesuré avec un pont d'inductance, tandis que les termes Bl et M sont le résultat d'une pesée (voir fig. 9).

Par exemple : pour un haut-parleur de 13 cm – $Z_{nom} = 8\ \Omega$ pour lequel on mesure, d'une part,

M = 8,7 g et Bl = 9,1, (N/A)

d'autre part

$R_{em} + Re = 32\ \Omega$,

$Re = 6{,}6\ \Omega$,

$R_{em} = 25{,}4\ \Omega$,

on calcule :

$C_{em} = 105 \cdot 10^{-6}$F (105 μF)

$L_{em} = 96 \cdot 10^{-3}$ H (96 mH)

Ayant mesuré

$f_R = 55$ Hz,

$f_1 = 20$ Hz et

$f_2 = 150$ Hz

(fréquences pour lesquelles le module d'impédance passe par la valeur : $R_2 \sqrt{r_o}$

avec $r_o = \frac{R_{em} + R_e}{Re} = 4{,}85$),

on déduit :

Q_m (surtension mécanique) =

$$= \frac{f_r \sqrt{r_o}}{f_2 - f_1}$$

soit $Q_m = 0{,}93$

Q_e (surtension électrique) =

$$= \frac{Q_m}{r_o - 1} = 0{,}24$$

d'où Q_T (surtension totale) =

$$= \frac{Q_m \cdot Q_e}{Q_m + Q_e} = 0{,}19$$

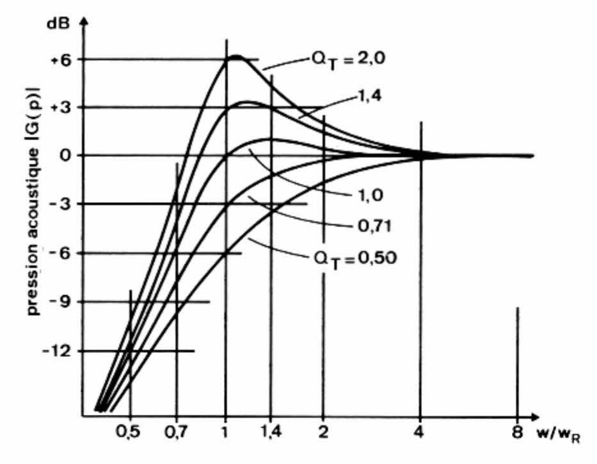


Fig. 5. – Réponse normée d'un haut-parleur répondant au modèle de la figure 4 (la pente asymptotique d'atténuation est de 12 dB/octave).

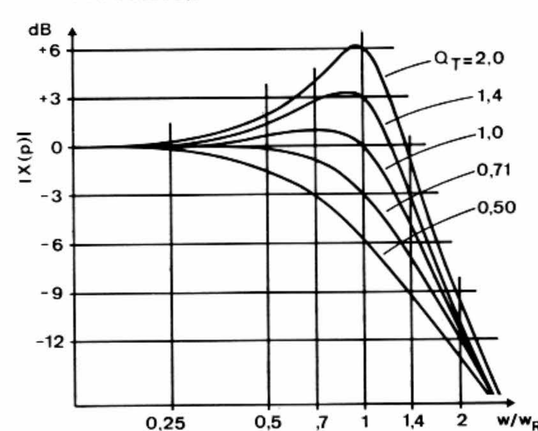


Fig. 6. – Fonction normée du déplacement de l'équipage mobile d'un haut-parleur monté sur écran infini (d'après R.H. Small).

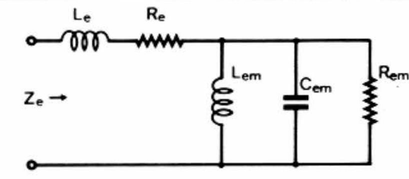


Fig. 7. – Schéma électrique équivalent à un haut-parleur électrodynamique monté sur un écran infini.

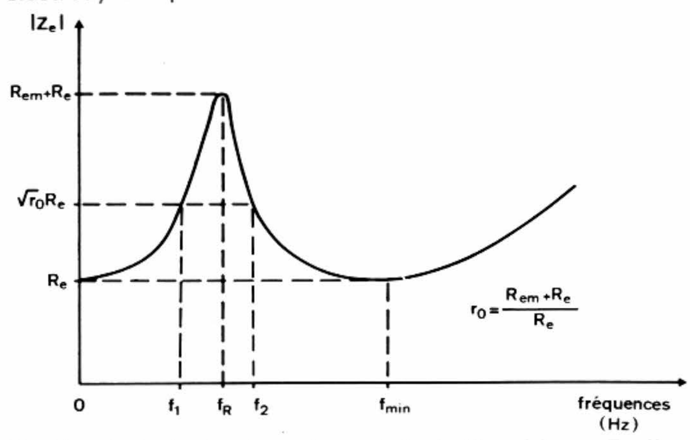


Fig. 8. – Relevé classique du module de l'impédance Z_a d'un haut-parleur électrodynamique.

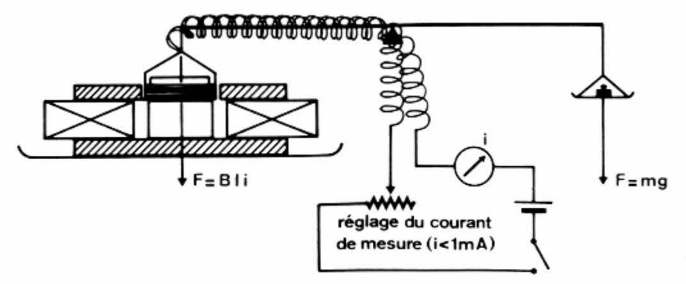


Fig. 9. – Détermination du facteur de force Bl d'un moteur électrodynamique par pesée (à l'équilibre B = mg/li). Méthode due à J.-P. Hellegouarch.

On note ici, en se référant à la figure 5, un amortissement élevé essentiellement dû aux pertes mécaniques.

Le retour à l'analogie acoustique de la figure 4 donnerait :
$C_{AS} = kL_{em}$
avec $k = (S/Bl)^2$
soit $C_{AS} = 7{,}9 \, . \, 10^{-8}$
$M_{AS} = 1/k \, L_{em}$
soit $M_{AS} = 127$.

Des modélisations affinées, tenant compte des déformations d'une membrane conique considérée comme coque non rigide, conduisent à une représentation plus complexe où interviennent les caractéristiques géométriques et les constantes mécaniques (coefficient de Poisson, module de Young) du cône [5]. La méconnaissance de ces constantes et les non-linéarités qui affectent les suspensions rendent difficile l'application de tels modèles, sauf dans le cas de matériaux homogènes et isotropes.

Les autres propriétés telles que rendement, puissance acoustique et puissance électrique s'établissent comme suit :
d'après (12) $\eta_o = 0{,}62$ %

En supposant que l'équipage mobile est capable d'une élongation de 4 mm sans sortir de la zone de linéarité, on obtient avec la formule (14) :

avec $\frac{4 \, \pi^3 \, \rho_o}{c} = 0{,}42$

$f_r = 55$ Hz, $Bl = 9{,}1$
$S = 8{,}2 \, . \, 10^{-3}$ M
$R_e = 6{,}6 \, \Omega$, $M_{AS} = 127$
$P_A = 0{,}0086$ W

Cette puissance acoustique correspond à un niveau de pression acoustique de 91,5 dB à une distance de 1 mètre ; la puissance électrique correspondante vaut alors 1,4 W (on suppose un rayonnement isotrope hémisphérique avec $\lambda >$ diamètre du diaphragme).

Il est intéressant de constater que la réponse en fréquence ne dépend pas du diamètre du haut-parleur, pour une fréquence de résonance imposée, ce qui détruit l'idée très ancrée qu'on ne peut obtenir une bonne restitution des fréquences graves avec un petit haut-parleur. En revanche, pour une même élongation maximale imposée par la technologie (élasticité et linéarité des suspensions, difficulté du centrage de la bobine mobile, linéarité du champ), la puissance acoustique maximale, restant liée à la puissance quatrième du diamètre, sera toujours très supérieure avec les grands diamètres. Par ailleurs, pour une puissance acoustique donnée, les petits diamètres engendreront plus d'harmonique de rang 3.

Notons enfin que le risque de talonnement d'un haut-parleur monté en baffle infini sera diminué en adoptant un terme d'amortissement Q_T inférieur ou égal à 0,7.

On voit finalement combien une telle modélisation, basée sur une caractérisation assez simple, est précieuse pour l'optimisation d'un moteur électrodynamique, en fonction de l'application visée. Les deux tableaux qui suivent le confirment. Le tableau II, relatif à une gamme de fabrication courante, fait apparaître que le terme $(Bl)^2/Re$, qui est prépondérant pour le rendement, peut varier dans le rapport de 1 à 100, alors que le rapport M/S, qui représente une masse surfacique équivalente au piston idéal, reste compris entre 0,7 et 1,3, donc finalement peu dépendant du diamètre.

Un aimant lourd représente finalement le prix qu'il faut payer pour avoir une puissance acoustique élevée avec un rendement correct. L'amortissement lié au terme $1/Q_T$, lui-même proportionnel à B^2l^2, est dans ce cas

Tableau II – Paramètres de modélisation de haut-parleurs

Diamètre hors-tout cm (pouces)	2,5 (1'')	13 (5'')	20 (8'')	30 (12'')	38 (15'')
Bl (N/A)	2,97	5,16	9,43	9,61	26,04
Re (Ω)	5,8	6,6	6,6	6,3	5,5
B^2l^2/Re	1,55	4,1	13,5	14,66	123
S (m^2)	$1{,}6.10^{-4}$	$8{,}4.10^{-3}$	$2{,}2.10^{-2}$	$5{,}3.10^{-2}$	$8{,}8.10^{-2}$
M(1) (kg)	$0{,}20.10^{-3}$	$9{,}6\text{-}10^{-3}$	$1{,}55.10^{-2}$	$2{,}95.10^{-2}$	0,113
M/S	1,25	1,14	0,70	0,56	1,28
Q_T	0,9	0,69	0,27	0,34	0,17
Poids d'aimant (kg)	0,23	0,23	0,35	0,725	3,14
Sensibilité(2)	87 dB	82,4 dB	89,4 dB	95 dB	103 dB
Rendement (η_o)	0,4 %	0,22 %	1,48 %	2,5 %	4 %

(1) Incorpore la masse d'air chargeant les deux faces de la membrane.
(2) Niveau de pression acoustique (référence 0 dB = 2.10^{-5} Pascal) mesurée à 1 pour une puissance électrique de 1 W en bruit rose limité spectralement au domaine nominal de fréquence.

élevé également, ce qui peut être une contre-indication à l'usage en baffle infini (risque de talonnement).

Le tableau III, relatif à des variantes de haut-parleurs d'un même diamètre (Ø = 20 cm), montre la liberté qu'a le concepteur de régler l'amortissement en jouant sur la taille de l'aimant, sans modifier la fréquence de résonance, ou bien augmenter le rendement en jouant essentiellement sur la fréquence de résonance.

Ce principe de modélisation, établi initialement pour un haut-parleur électrodynamique classique idéalement chargé acoustiquement par un baffle infini, donc sans influence au premier ordre sur la fréquence de résonance et sur l'amortissement, se révèle parfaitement adaptable aux charges acoustiques les plus répandues qui seront décrites plus loin. Il en résulte la nécessité d'un dialogue étroit entre concepteur d'enceintes acoustiques et fabricants de haut-parleurs qui doivent mettre au point des spécifications communes. L'optimisation d'un système de restitution sonore est à ce prix, au moins pour le domaine de fréquence où le modèle est stable, ce qui n'est pas vérifié dans la totalité du spectre audible, comme on va le voir dans le prochain numéro.

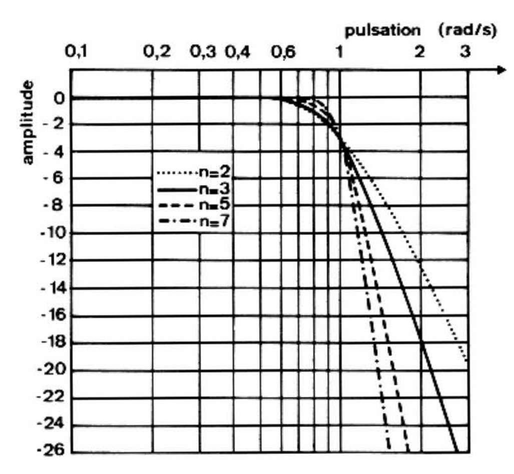
(A suivre)

Pierre LOYEZ

Bibliographie

[5] S. Zimmerman, M. Bruneau et A.M. Bruneau. « Sur les modèles des haut-parleurs à diaphragme conique ». Acustica, vol. 35 (1976).

APPENDICE



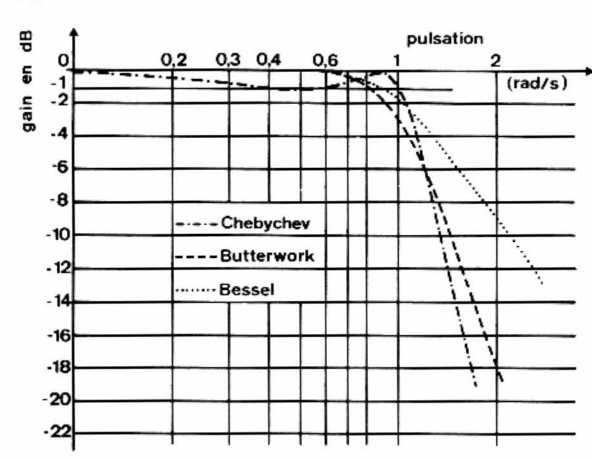


Fig. A et B. – Elles ont trait aux fonctions d'approximation dont il a été question dans le précédent numéro et permettront de se fixer les idées. La figure A donne la réponse d'un filtre passe-bas de Butterworth pour différentes valeurs de n (n = 2, n = 3, n = 5, n = 7). La figure B donne les réponses comparées d'un filtre passe-bas d'ordre 3 (n = 3) selon les différentes approximations. On remarquera que l'efficacité du filtrage croît dans l'ordre : Bessel, Butterworth, Chebysher.

Tableau III – Critères d'optimisation de haut-parleurs de même diamètre (Ø = 20 cm) selon l'application visée.

Modèle	A	B	C	D
f_o (Hz)	29	29	29	105
Bl (N/A)	5,16	6,67	7,32	12,10
Poids d'aimant (kg)	0,23	0,35	0,725	0,870
M (kg)	$17{,}5.10^{-3}$	$17{,}5.10^{-3}$	$17{,}5.10^{-3}$	$8{,}4.10^{-3}$
Q_T	0,78	0,46	0,44	0,29
Sensibilité	83,8 dB	86,8 dB	87,6 dB	96 dB
Application visée	Grave	Grave-medium	Grave-medium à faible distorsion	Medium à haut rendement

Réalisez votre ordinateur individuel

LE COMPILATEUR BASIC

C'est un article très chargé que nous vous proposons aujourd'hui, d'autant qu'aux « grands » thèmes annoncés en sous-titres vont s'ajouter un certain nombre d'informations que vous êtes nombreux à réclamer ; aussi allons-nous sans plus tarder passer aux choses sérieuses.

Programmateur de PROM bipolaires manuel

Nous avons parlé de ce montage le mois dernier à propos de la carte UVP 09 puisque celle-ci nécessite, pour son adressage, de pouvoir programmer deux PROM bipolaires du type 7611 que vous commencez à bien connaître. Le but du montage proposé ci-après est donc de permettre à ceux d'entre vous qui ne possèdent pas la carte de programmation que nous avons déjà décrite de programmer « à la main », mais avec un confort suffisant tout de même, des PROM 7611. Son application n'est pas limitée à la seule carte UVP 09 et vous pourrez ainsi, si vous le désirez, changer certains adressages du système à votre convenance.

Précisons tout de suite que la programmation manuelle de mémoires du type des 7611 qui sont des 256 mots de 4 bits, est tout à fait réalisable compte tenu de la méthode adoptée pour ce faire sur notre montage, mais aussi compte tenu du fait qu'il y a très peu d'informations à programmer dans ces 7611 utilisées en décodage d'adresse, comme vous pouvez le constater sur le tableau de leur contenu publié n° 1 702 page 176, figure 15. Rappelons que les mémoires 7611 vierges contiennent des F (c'est-à-dire leurs quatre bits à 1) à toutes les adresses ; la seule reprogrammation pénible est donc celle de la PROM DECVIS 09. Enfin, et nous pourrons ensuite passer au schéma, notez bien que ce montage revient aux environs de 60 à 80 F, ce qui est de l'ordre du prix de deux 7611 vierges...

Le schéma

Il vous est proposé figure 1 et nous allons le commenter ci-après, non sans avoir insisté au préalable sur le fait qu'il respecte les indications données par Harris pour la programmation de ses mémoires 7611. Rappelons aussi que si de très nombreuses PROM 256 mots de 4 bits sont compatibles en lecture, il n'en est pas de même en programmation. Ce montage fonctionne pour les PROM Harris, un point c'est tout !

Pour programmer une PROM Harris, il faut respecter la procédure suivante :

– Adresser la PROM à l'endroit à programmer.
– Mettre les pattes CE barre au niveau haut pour désélectionner la mémoire.
– Appliquer une tension de 5 V sur les sorties de façon à ne pas activer la circuiterie de programmation interne.
– Faire monter la tension d'alimentation de 5 V à 12 V.
– Après un délai supérieur à 10 μs minimum et 100 μs maximum, faire monter à 10,5 V la sortie à programmer à 0 pendant un temps compris entre 90 μs et 110 μs puis la ramener à 5 V.
– Programmer de la même façon les autres bits se trouvant à la même adresse si nécessaire.
– Pour vérifier la PROM, et après un temps minimum de 10 μs, ramener la tension d'alimentation à 5 V, mettre CE barre au niveau bas et lire l'état de la sortie.
– Si un bit ne s'est pas programmé, la procédure ci-avant peut être répétée jusqu'à concurrence de dix fois. Si au bout de ces dix répétitions la programmation n'a toujours pas eu lieu, la mémoire doit être considérée comme défectueuse.

Le respect de ces contraintes est assuré par notre montage, dont le seul point « faible » se situe au niveau du respect du temps de programmation. En effet, pour ne pas utiliser de composants de précision qui sont chers et surtout très rares, nous avons fait un montage avec de simples monostables TTL. Le temps de programmation n'est donc pas forcément dans la fourchette très étroite 90 à 110 μs mais cela n'a pas de conséquence fâcheuse, la tolérance des mémoires sur ce point étant suffisante. Si vous êtes perfectionniste et que vous disposiez d'un oscilloscope, vous pourrez toujours ajuster exactement ce temps.

Les interrupteurs S_0 à S_7 permettent d'adresser la mémoire en mettant à 0 les pattes nécessaires. Les lignes d'adresses sont ramenées au + 5 V par des résistances, car il est interdit de les laisser flottantes ou en l'air lors de la phase de programmation. Les quatre bits de la mémoire, O0, O1, O2 et O3, peuvent être reliés, via S_8 qui est un commutateur rotatif, à deux circuits : le circuit de programmation que nous allons voir et le circuit de lecture de l'état du bit utilisé en lecture et en vérification de la mémoire. Ce circuit est constitué de deux transistors montés en darlington qui commandent une LED ; la LED est allumée si le bit relié au circuit par S_8 est à 1, elle est éteinte dans le cas contraire.

Le support de la mémoire à programmer est normalement alimenté en + 5 V via la diode D_2, et il peut recevoir la haute tension de programmation via le transistor T_4 commandé lui-même par T_3. La diode D_2 évite la ré-injection de la tension de programmation sur le + 5 V, ce qui serait néfaste à bon nombre de composants.

Cette haute tension de programmation est obtenue par

régulation à 12,6 V d'une tension continue de 15 V environ, au moyen d'un classique régulateur 12 V dans la patte de masse duquel on a mis une diode. Cette diode D_1 compense les chutes de tension dans T_4 et permet d'appliquer au support de la PROM une haute tension aussi proche de 12 V que possible.

Voyons maintenant la partie génération des séquences de programmation. Un poussoir P déclenche un monostable 74121, via son entrée trigger de Schmitt. Cela permet de supprimer très simplement les rebonds du poussoir au moyen d'une simple cellule RC. Ce monostable génère une impulsion positive sur Q et une négative sur Q barre de durée tcyc (voir chronogramme de la fig. 2). L'impulsion positive dévalide la PROM et déclenche simultanément le monostable M_2 qui génère une impulsion positive de durée td qui n'est autre que le temps d'attente évoqué ci-avant (celui qui est compris entre 10 et 100 μs). La descente de cette impulsion déclenche alors M_3 qui génère l'impulsion de programmation proprement dite de durée tp (celle qui doit faire de 90 à 110 μs). Cette impulsion commande une porte NAND à collecteur ouvert qui, grâce aux résistances de 220 Ω et de 390 Ω, applique le niveau requis sur la sortie sélectionnée.

Le temps généré par M_1 est calculé de telle sorte qu'après l'impulsion de programmation, il s'écoule encore un temps supérieur ou égal à td permettant de ne vérifier le contenu de la PROM qu'après écoulement de celui-ci. La sortie Q barre de M_1, dont nous n'avons pas parlé, commande T_3 et fait appliquer la haute tension à la PROM pendant toute la phase de programmation.

Le résumé chronologique de ces opérations est indiqué figure 2 et, si vous voulez contrôler votre montage à l'oscilloscope, sachez que : td doit faire de 10 à 100 μs, tp de 90 à 110 μs et le td final de nouveau de 10 à 100 μs. Sachez aussi que M_2 régit td, M_3 régit tp et M_1 régit tcyc c'est-à-dire le td final puisque td final = tcyc − tp − td.

Le condensateur de 100 pF en sortie de la porte est indispensable et permet de compenser les temps de transferts dans les divers circuits, évitant ainsi que la mémoire ne soit sélectionnée en lecture (lorsque M_1 termine son temps) alors que la tension de programmation est toujours appliquée sur la patte de sortie.

La réalisation

Pour conserver son caractère économique à cette réalisation, nous ne lui avons pas prévu d'alimentation. Le + 5 V sera prélevé sur le système lui-même et la tension non régulée + V appliquée au régulateur est tout simplement celle que l'on trouve sur l'alimentation de l'ordinateur avant le régulateur du + 12 V.

Les composants utilisés sont très classiques ; il faut seulement veiller à ne pas acheter de 74L121 ou 74LS121 ni de 74L123 ou 74LS123 ; en effet, les constantes de temps ont été calculées pour des 74121 et 74123 normaux, d'ailleurs bien plus répandus que les versions L ou LS de ces mêmes circuits.

Les huit interrupteurs S_0 à S_7 sont constitués par huit interrupteurs en boîtier DIL ; choisissez des modèles maniables et de bonne qualité, car ils seront souvent actionnés.

Le commutateur rotatif S_8 est un 3 circuits 4 positions classique, dont les pattes sont coupées en pointes pour entrer dans les trous du CI (à moins que vous ne trouviez la version pour CI qui existe aussi).

Le dernier point de détail

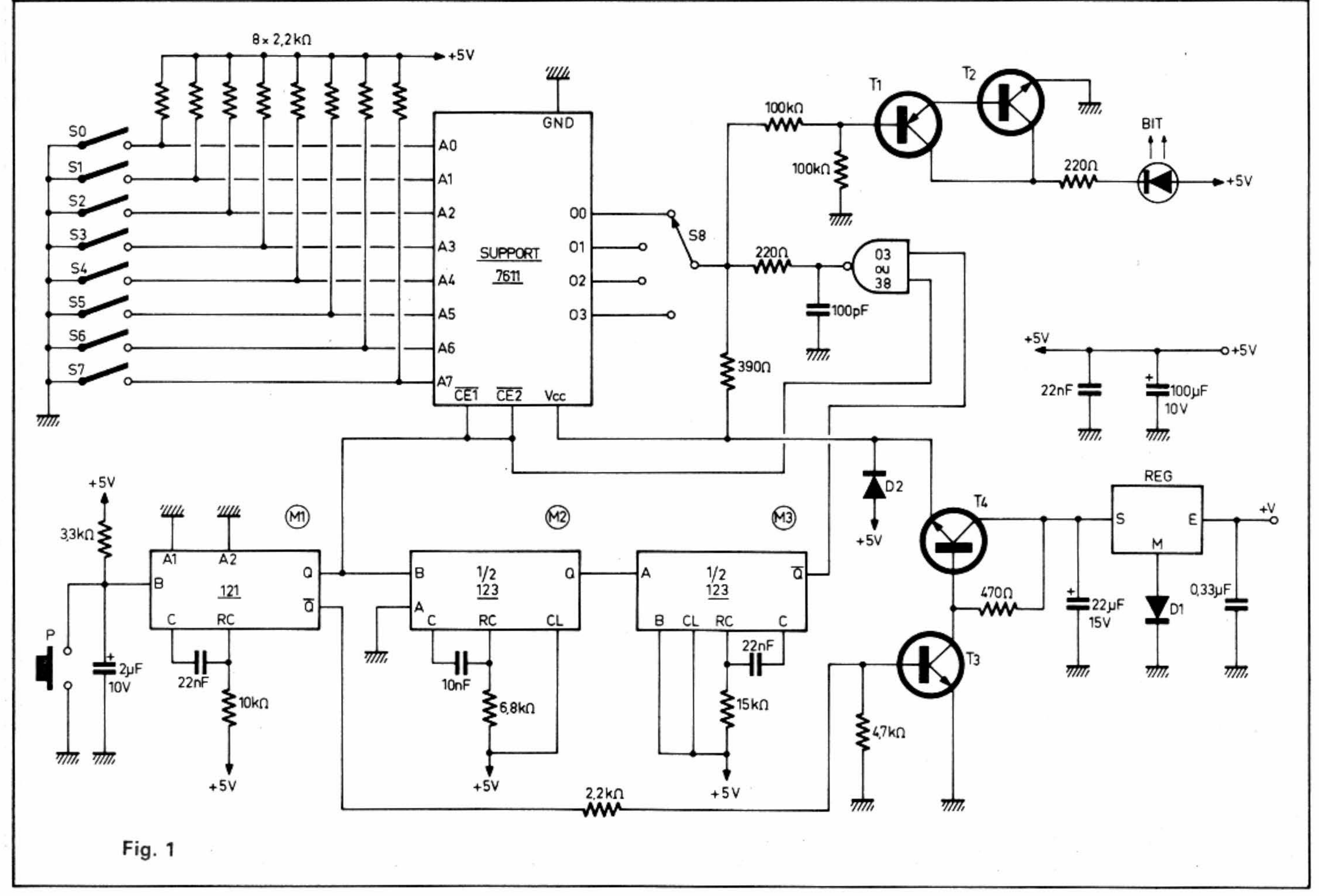


Fig. 1

important concerne les supports de circuits intégrés ; pour ce qui est du 74121, du 74123, du 7403 ou 38, vous pouvez en mettre ou non selon la confiance que vous avez en vos talents de soudeur. Pour ce qui est de la PROM, il est évident qu'il faut un support et trois solutions vous sont proposées :

– La solution « pauvre », à n'employer que si vous comptez utiliser ce montage très rarement, consiste à monter comme support de PROM un modèle normal mais de bonne qualité tout de même (contacts tulipes si possible).

– La solution fixe consiste à acheter un support à force d'insertion nulle (marque Textool si possible ou équivalent), qui sera soudé à l'emplacement prévu pour le support de PROM. Attention, ce support vaut aussi cher que tout le reste du montage ! Pour cela nous vous proposons la dernière solution...

– La solution mobile consiste à souder sur la carte un support normal ; puis à souder le support Textool sur un autre support et à enficher le tout l'un dans l'autre (revoyez si nécessaire notre article sur le programmateur de PROM publié dans le numéro d'octobre 1983, dans lequel des schémas et des photos expliquent tout cela). Cette solution présente l'avantage de ne pas mobiliser le support à force d'insertion nulle pour cette seule application, ce qui est assez logique vu son prix. Le but du support intermédiaire est de permettre au support à force d'insertion nulle de s'enficher dans le support de la carte ; en effet, les pattes plates dont il dispose ne permettent pas en général de faire cela directement.

La simplicité du montage nous a permis de n'utiliser qu'un « vulgaire » circuit imprimé simple face, dont le dessin à l'échelle 1 vous est indiqué figure 4. Son tracé ne présente pas de difficulté et il peut être réalisé par toutes les méthodes classiques. Si vous êtes assez nombreux (au moins une centaine) à être intéressés par ce circuit prêt à l'emploi, la société Facim le commercialisera. Pour cela, faites part de vos demandes éventuelles directement à cette société.

L'implantation des composants est présentée figure 5 et ne doit poser aucun problème d'ordre pratique, si ce n'est la mise en place du commutateur S_8, surtout si votre modèle comporte des cosses de connexion. Il faut alors tailler celles-ci en pointe (voire couper les cosses inutiles) pour pouvoir monter le commutateur sur le CI. Tous les composants se montent côté composants. L'emplacement du poussoir P est prévu pour un modèle digitast maintenant très répandu ; retouchez le dessin si nécessaire à ce niveau compte tenu de vos disponibilités.

Hormis le respect du sens des circuits intégrés et condensateurs chimiques, le montage ne requiert pas de précaution particulière. Le régulateur n'a pas besoin de radiateur.

Essais et utilisation

Après une ultime vérification du câblage, les essais pourront être faits, sans toutefois mettre de mémoire sur le support. Reliez le point +5 V de la carte via un interrupteur au +5 V du mini-ordinateur, et le point +V de la carte à l'entrée du régulateur +12 V de l'alimentation, via un interrupteur également. Ouvrez cet interrupteur et mettez votre système sous tension. Contrôlez au voltmètre que vous avez bien les tensions voulues sur le support de PROM au niveau des lignes d'adresses, compte tenu des positions de S_0 à S_7. Constatez que la LED est allumée quelle que soit la position de S_8. Fermez alors l'interrupteur du +V et vérifiez que la patte 16 du support est toujours à +5 V, sinon vous avez un problème au niveau de T_3, T_4 ou M1. Laissez votre voltmètre sur 16 et appuyez sur P, vous devez voir l'aiguille de celui-ci, faire un saut vers le haut. Cela correspond à l'impulsion de durée tcyc (fig. 2), qui est trop courte pour que le voltmètre ait le temps de se stabiliser. Si vous avez un oscilloscope, vous pouvez aussi vérifier les chronogrammes de la figure 2 et corriger les valeurs des résistances associées à M1, M2 et M3 si nécessaire ; une augmentation de résistance correspond à une augmentation de durée de l'impulsion.

Si ces vérifications (sauf celle à l'oscillo qui n'est à faire que si vous disposez d'un tel appareil) se sont avérées positives, vous pouvez passer à l'utilisation du montage selon le mode d'emploi suivant :

– Avant toute programma-

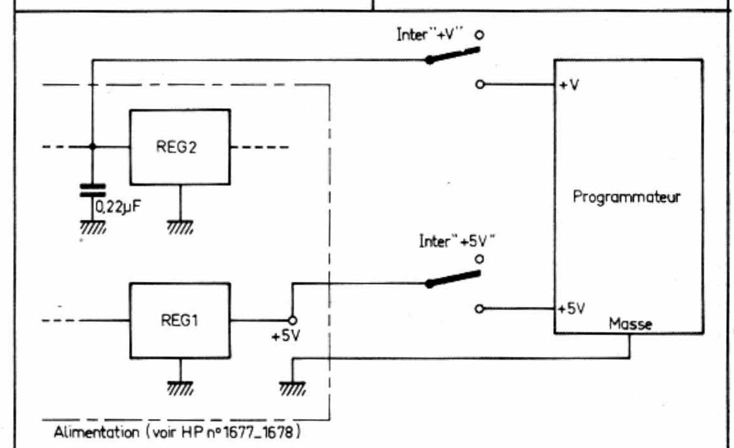


Fig. 2. – Chronogrammes du programmateur de PROM manuel.

Repère	Nombre	Type
M_1	1	74121, pas de L121 ou LS121
M_2 - M_3	1	74123, pas de L123 ou LS123
03 - 38	1	7403, 74LS03, 7438, 74LS38
REG	1	µA 7805, MC 7805, régulateur 5 V 1 A TO 220
T_1, T_2, T_3	3	BC 107, 108, 109, 547, 548, 549, 2N2222A
T_4	1	2N2222A, 2N2219A
BIT	1	LED n'importe quel type
D_1, D_2	2	1N4001, 1N4002 diode 50 V 1 ampère ou plus
P	1	Poussoir type digitest, 1 contact travail
S_0 à S_7	1	Bloc de 8 mini-interrupteurs en boîtier DIL
S_8	1	Commutateur rotatif 3 circuits, 4 positions
	20	Résistances 1/2 W 5 % : 2 × 220 Ω, 1 × 390 Ω, 1 × 470 Ω 9 × 2,2 kΩ, 1 × 3,3 kΩ, 1 × 4,7 kΩ, 1 × 6,8 kΩ, 1 × 10 kΩ, 1 × 15 kΩ, 2 × 100 kΩ
	3	Chimiques : 1 × 100 µF 10 V, 1 × 22 µF 15 V, 1 × 1 µF 10 V
	6	Céramique ou mylar : 1 × 0,33 µF, 3 × 22 nF, 1 × 10 nF 1 × 100 pF
	2	Supports 14 pattes (facultatifs)
	1	Support 16 pattes (facultatif)
	2	Supports 16 pattes obligatoires et 1 support Textool
ou	1	Support Textool seul (voir texte)

Fig. 3. – Nomenclature des composants.

tion, ouvrez l'interrupteur du +V et celui du +5 V.
– Insérez la mémoire sur son support.
– Fermez l'interrupteur du + 5 V ET ENSUITE celui du +V. L'ordre inverse peut conduire à la destruction de la mémoire.
– Sélectionnez l'adresse à programmer avec S_0 à S_7 ; S_0 correspond à A_0 et S_7 à A_7 et ils sont disposés dans l'ordre sur la carte.
– Positionnez S_8 sur le bit à programmer à cette adresse. Si la mémoire est vierge, la LED doit être allumée indiquant un bit à 1.
– Appuyez sur P une fois. La LED doit s'éteindre. Si elle ne s'éteint pas, renouvelez les appuis sur P jusqu'à concurrence de dix. Si, au dixième, la LED n'est toujours pas éteinte, la mémoire est défectueuse.
– Lorsque le bit voulu est programmé, passez au bit suivant (à la même adresse ou à une autre adresse) en manipulant S_8 et (ou) S_0 à S_7 et procédez comme ci-avant pour manipuler P.
– Lorsque la programmation est terminée, ouvrez l'interrupteur de +V AVANT celui du +5 V ; l'ordre inverse risquant de détruire la mémoire.

Le montage peut aussi être utilisé pour lire une PROM ; il suffit de ne pas toucher P et, pour plus de sûreté, de laisser ouvert l'interrupteur du +V. La LED indique alors l'état de la sortie sur laquelle elle est connectée. Dernière remarque : un taux de 5 % de rejet est normal parmi les PROM bipolaires : si vous êtes nettement au-dessus de ces valeurs ou si plusieurs mémoires vierges et neuves ne se programment pas, votre montage comporte certainement un défaut qui, s'il n'est pas dû à une erreur de câblage ou un composant défectueux, peut provenir des temps générés par les monostables qui doivent trop s'éloigner des valeurs préconisées ; un contrôle à l'oscillo s'impose alors.

Fig. 4. – Circuit imprimé du programmateur, vu côté cuivre, échelle 1.

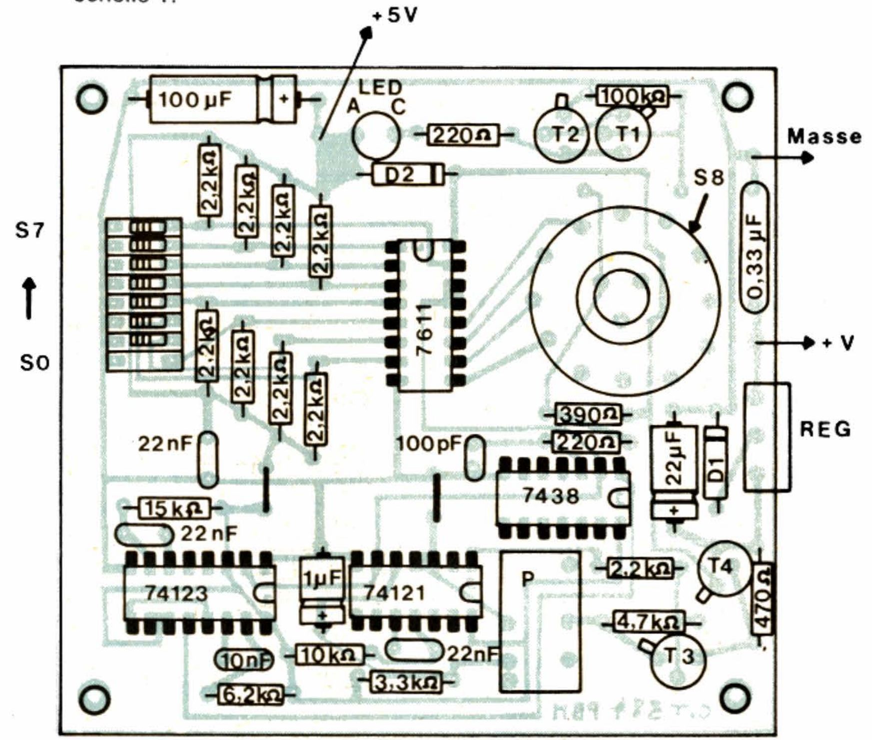


Fig. 5. – Implantation des composants.

A propos d'IVG 09

Cette carte commence à faire couler beaucoup d'encre et à donner des soucis à nombre d'entre vous. En effet, hormis quelques rares fonds de tiroirs, les mémoires qui l'équipent (les TMS 4044 ou leurs équivalentes exactes) commencent à devenir introuvables sur le marché et vous êtes cependant très nombreux à vouloir réaliser cette carte. Pour ce faire, et pour ne pas perdre la compatibilité avec tout ce qui existe déjà tant sur les plans logiciels que matériels, nous sommes en train de concevoir une carte de remplacement dont les propriétés seront les suivantes :

Utilisable sur le système actuel à la place d'IVG 09.
– Ne nécessite aucune modification de nos logiciels.
– Utilisation de mémoires très répandues et dont l'approvi-

sionnement est assuré pour longtemps encore.
– Prix de revient moindre qu'IVG 09 pour la version de base de la carte.
– Diverses options proposées avec le même circuit imprimé de base ; options qui peuvent être ajoutées à tout instant sur la carte.
– Utilisation du 6845 et du 6821, de façon à ne pas gréver le budget de ceux d'entre vous qui ont déjà approvisionné ces circuits pour IVG 09 et qui sont restés « coincés » à cause des TMS 4044.

Parmi les options que comportera cette carte, on peut citer, entre autres choses :
– Possibilité de travailler en couleur avec huit couleurs différentes par caractère et huit couleurs différentes pour le fond au niveau de chaque caractère.
– Générateur de caractères en RAM permettant à l'utilisateur de charger en temps réel son propre jeu de caractères et de réaliser ainsi des graphismes de grande qualité avec beaucoup de facilité.
– Sortie couleur péritélévision.
– Enfin, et sous réserve des dernières mises au point qui sont en cours actuellement (ces lignes sont écrites en mars), augmentation de la résolution graphique puisque nous espérons monter à 256 points sur 256 points.

Le circuit imprimé de cette carte devrait être disponible dès le mois prochain chez Facim et nous pensons être en mesure de vous présenter cette réalisation dans notre numéro de juin.

A propos de CGC 09

Vous êtes nombreux à souhaiter utiliser cette carte comme terminal dans une configuration que nous avions prévue à l'origine du système et que nous avons allègrement oubliée depuis. Deux problèmes se posent alors :
– Quel doit être le moniteur puisque TAVBUG 09 et TAVBUG 09 V 1.0 ne sont pas prévus pour ce cas ?
– Où devez-vous brancher le clavier puisque la carte CGC 09 ne comporte pas de PIA ?

Nous étudions actuellement une solution à ce problème et espérons vous donner la réponse dans notre prochain numéro. Quoi qu'il en soit, et si vous vous étiez déjà procuré un moniteur TAVBUG 09 ou un DOS avec TAVBUG 09 V1.0 auprès de l'auteur, soyez assuré de l'échange de cette PROM pour une compatible de votre carte sans aucun frais. Toutes informations à ce sujet vous seront données avec la solution évoquée ci-avant.

L'horloge temps réel

Nous attendons toujours le logiciel au moment où nous écrivons ces lignes (mars), mais nous pensons que le problème que rencontre le concepteur de ce module devrait aboutir très vite à une solution. Ceux d'entre vous qui ont déjà commandé cette carte auront peut-être ce logiciel entre les mains au moment où ils liront ces lignes et, si tel est le cas, sa description paraîtra dans le numéro suivant en raison des délais d'impression.

La fourniture des logiciels

Vu le courrier que nous recevons depuis quelques temps, une mise au point s'impose à ce sujet. Les logiciels décrits dans ces articles sont fournis exclusivement par l'auteur de ces lignes selon les conditions décrites dans le document « Informations 6809 » que vous pouvez vous procurer par une procédure maintes fois décrite. Certains autres logiciels ont été réellement développés par des sociétés ou des particuliers ; c'est le cas de Graphix de la Centrale d'Achat Informatique, c'est le cas aussi de logiciels réalisés par Micropross mais dont nous ne pouvons vous parler, faute d'en avoir eu un exemplaire entre les mains.

Quoi qu'il en soit, aucune société n'est à ce jour autorisée à distribuer les logiciels figurant sur le document « Informations 6809 » édité par l'auteur. La société Saint-Ignan Informatique que nous vous avions signalée et dont nous avons cessé de parler en raison des nombreux problèmes dont vous nous avez fait part, distribue ces logiciels sans notre accord après avoir remplacé dans ceux-ci les trois lettres TAV (de TAVBUG ou TAVDOS par exemple) par SIE (ce qui donne SIEBUG, SIEDOS, etc.). Ces logiciels sont des copies non autorisées des logiciels de l'auteur et leur fonctionnement n'est absolument pas garanti sur le système décrit dans ces pages. Par ailleurs, l'auteur a cessé toute collaboration avec cette société depuis août 1983 et elle n'a en aucun cas le droit de se prévaloir d'un quelconque accord avec nous sous quelque forme que ce soit.

Le compilateur Basic

Ce compilateur référencé COMBASIC peut vous être fourni sous forme d'une dis-

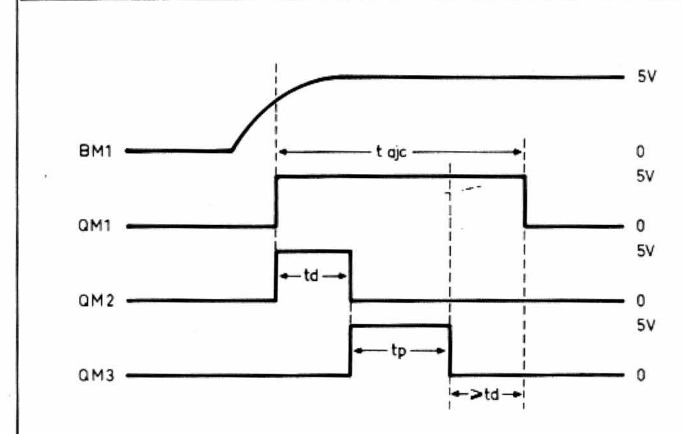


Fig. 7. – Câblage du programmateur sur le système.

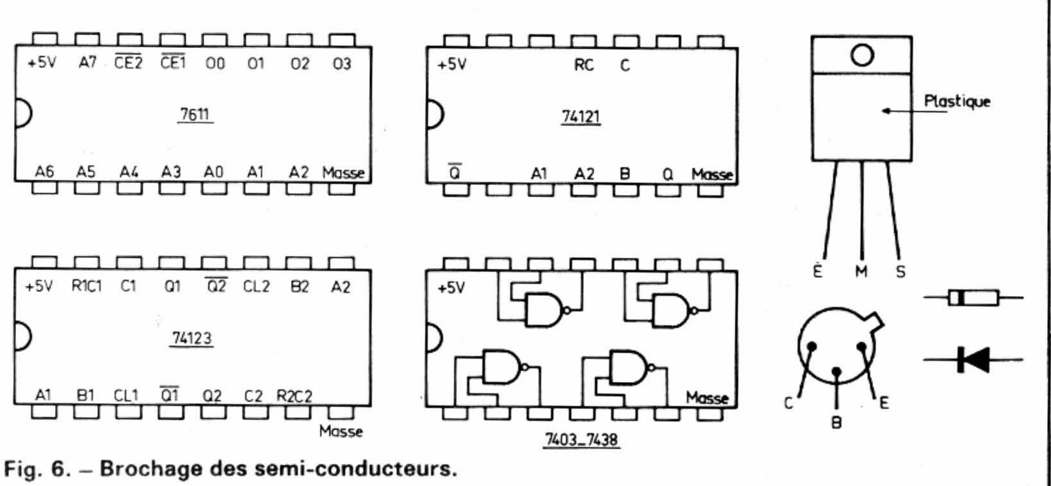


Fig. 6. – Brochage des semi-conducteurs.

quette 40 ou 80 pistes, 5 pouces ou 3 pouces. La disquette supporte un seul fichier baptisé COMBASIC.CMD qui est le compilateur lui-même.

Rappelons qu'un compilateur, par opposition à un interpréteur, traduit lors de la phase dite de compilation, le langage évolué qui est ici le Basic en code machine directement exécutable par le microprocesseur. En d'autres termes, un programme Basic passé au compilateur est transformé en du code hexadécimal, que vous pouvez ensuite charger en mémoire et faire fonctionner alors que le compilateur n'est plus présent sur la machine. Les avantages majeurs du compilateur sur l'interpréteur sont une occupation mémoire beaucoup moins importante, puisque le compilateur n'a pas à être présent en mémoire lors de l'exécution du programme, et une rapidité d'exécution des programmes qui est de 3 à 10 fois supérieure à celle du même programme exploité avec un interpréteur.

L'utilisation du compilateur est très simple et peut globalement se décomposer comme suit :

– Edition de votre programme Basic au moyen de l'éditeur du DOS par exemple conformément à la syntaxe de COMBASIC présentée ci-après.
– Essai éventuel de ce programme avec le Basic disquette moyennant certaines restrictions dues aux différences entre ces deux programmes.
– Compilation proprement dite conduisant à la production d'un listing de compilation, d'un pseudo listing source d'assemblage, et du programme objet proprement dit qui est ensuite immédiatement chargeable en mémoire.

Le format de la ligne d'appel est du même type que ce que vous avez l'habitude de voir pour les commandes du DOS normales :

– COMBASIC SOURCE OBJET + OPTIONS OU COMBASIC, SOURCE, OBJET, + OPTIONS, puisque le séparateur peut être un espace ou une virgule.

SOURCE est le nom du fichier contenant la source de votre programme, c'est-à-dire le texte Basic de celui-ci.

OBJET est facultatif. Si ce nom est spécifié le compilateur placera dans ce fichier le code obtenu après compilation ; ce fichier aura donc généralement un suffixe BIN ou CMD. Aucune valeur par défaut n'est choisie pour ce suffixe et c'est à vous de le spécifier. Si OBJET n'est pas spécifié, le compilateur ne produira qu'un listing (c'est très utile pour voir les éventuelles erreurs de compilation avant de faire réaliser le fichier OBJET).

OPTIONS sont des lettres qui permettent de spécifier diverses options de compilation :
– L interdit la sortie du listing de compilation.
– S génère la table des symboles, c'est-à-dire la liste de toutes les variables et constantes symboliques utilisées dans le programme Basic avec leurs implantations en mémoire.
– H fait imprimer sur le listing, après chaque ligne Basic, le code hexadécimal généré, ce qui vous permet de voir comment le compilateur a codé les diverses instructions.

Si plusieurs options sont désirées, il suffit de mettre les lettres dans n'importe quel ordre les unes derrière les autres sans signe ou espace entre elles.

Dans tous les cas, sauf si vous ne voulez pas de listing bien sûr, une cartographie mémoire du programme compilé est affichée indiquant son adresse de fin, la taille mémoire des programmes, la taille mémoire des variables et les sous-programmes standards de la bibliothèque incluse dans le compilateur appelés avec leurs adresses d'implantation.

La figure 8 présente, à titre d'exemple, un programme Basic élémentaire tel que vous pouvez le frapper sous contrôle de l'éditeur. Ce même programme compilé sans aucune option est visible figure 9. Le listing comporte trois « champs » : le plus à gauche est l'adresse en hexadécimal de la première instruction en langage machine correspondant à la ligne Basic qui suit ; le deuxième champ est le numéro de ligne Basic et le troisième champ est la ligne Basic que vous aviez frappée formatée de façon lisible.

En fin de listing, les sous-programmes appelés, ici OUT et MUL, sont indiqués avec l'adresse de leur première instruction. Viennent ensuite des indications relatives à la taille du programme et des variables associées.

La figure 10 présente ce même listing avec l'option S activée. Les informations supplémentaires visibles sont les adresses mémoire des variables utilisées. Les variables ont le même nom que celui qu'elles portent dans votre programme Basic. Toutes les variables marquées * ou d'un nom ne figurant pas dans votre programme sont propres aux sous-programmes du compilateur.

La figure 11 enfin vous montre ce que donne l'option H (et l'option S que nous avions laissée activée) ; chaque ligne Basic est suivie par les codes hexadécimaux qu'elle fait générer. Ainsi, par exemple, la ligne 10 PRINT est traduite en un 17 00A3 qui n'est autre qu'un LBSR $A3, c'est-à-dire un saut au sous-programme de sortie d'une ligne blanche se trouvant dans le sous-programme OUT du compilateur. Cette analyse peut aller plus loin ; ainsi, si vous regardez les codes qui suivent la ligne 0045, vous pourrez facilement les traduire en langage machine suivant :
LDD $30 qui charge D avec la variable I (I est en 0030 comme indiqué en fin de listing).
ADDD #01 qui augmente I d'une unité, puisque le pas de notre boucle FOR NEXT est de 1.
STD $30 qui place le contenu de D (donc I) en 30.
CMPD $0032 qui compare I avec sa valeur maximale qui est stockée en 0032.
BGT 03 qui fait sauter sur Stop si I est égal ou supérieur à sa valeur maximale.
LBRA $FFC2 qui fait remonter au début de la boucle FOR NEXT si I est inférieur à sa valeur maximale.

Généralités

Il faut avoir présent à l'esprit que le programme source à compiler se présente presque exactement comme un pro-

```
10   PRINT
20   FOR I = 1 TO 10
30   PRINT I, I* I, I* I* I
45   NEXT I
50   STOP
60   END
```

Fig. 8. – Exemple de programme à compiler.

```
PAGE 001                    *** COMPILATEUR BASIC C.T. 6809 ***
1000 0010 PRINT
100F 0020 FOR I = 1 TO 10
1019 0030        PRINT I, I* I, I* I* I
1049 0045        NEXT I
1057 0050 STOP
105A 0060 END
SOUS-PROGRAMMES
 OUT 1062
 MUL 1156
O ERREUR DETECTEE
TAILLE VARIABLES $0085
TAILLE PROGRAMME $01EA
FIN DU PROGRAMME $11E9
```

Fig. 9. – Listing de compilation sans aucune option.

gramme que vous passeriez à l'interpréteur ; vous ne devez donc pas être dépaysé.

Le programme à compiler comporte donc une suite de lignes qui commencent impérativement par un numéro de un à quatre chiffres maximum, ces chiffres étant décimaux et entiers.

Les commandes multiples sont autorisées sur une même ligne ; elles doivent être séparées par deux points (:). La longueur maximale d'une ligne ne doit en aucun cas excéder 80 caractères.

Les espaces sont ignorés, hormis dans les chaînes de caractères, comme ils n'utilisent pas de place mémoire après compilation, vous pouvez les employer largement pour améliorer la lisibilité du programme. Les REM peuvent aussi être très largement utilisés pour la même raison.

Même si vous ne mettez pas d'espace, le compilateur formate automatiquement votre listing à la compilation pour en améliorer la lisibilité.

Enfin, la dernière ligne d'un programme est celle contenant le END ; la compilation s'arrêtant là et ignorant tout ce qui peut se trouver après.

Nombres et variables

Les nombres sont représentés après compilation sur 16 bits ; cela signifie que le Basic ne travaille que sur des entiers compris entre + 32 767 et – 32 768, lorsque l'on emploie des entiers signés. La plage de variation va de 0 à + 65 535 lorsque l'on travaille sur des nombres non signés.

Les constantes pouvant apparaître dans un programme Basic, peuvent être exprimées en décimal ou en hexadécimal ; dans ce dernier cas, elles doivent être, comme en assembleur, précédées par un dollar ($). Une valeur négative doit être précédée par le signe – ; en revanche, le signe + devant une constante n'est pas autorisé, l'absence de moins étant implicitement considérée comme un plus. Ce Basic se prêtant bien aux opérations logiques, il est possible de représenter le complément d'un nombre (complément à 1, bit à bit de ce nombre représenté en binaire) en faisant précéder celui-ci du signe dièse (#).

Ainsi, par exemple, les constantes suivantes sont valables :
– 300, – 4 000, $ 80, $ 2 500, # 2, #$ FF00.

En revanche, ne sont pas autorisées, par exemple :
– 8.45, 100 000, + 15.

Les variables sont représentées, dans ce Basic, par une lettre de A à Z ou par une lettre suivie d'un chiffre de 0 à 9.

Comme dans tout Basic, les variables peuvent être indicées et former des tableaux à une ou deux dimensions. Les indices commencent à 1 et peuvent aller jusqu'à 255. Attention cependant à ce que vous faites ; une directive du style DIMA (255, 255) risque fort de ne pas passer à la compilation car cela génère un tableau de 65 025 éléments, soit toute l'étendue mémoire du 6809 !

Les indices peuvent être des constantes, des variables ou des expressions arithmétiques, par exemple, sont valables : N(M), A(15), B5(C, D), U(N*(A/B), 8).

Le Basic considère une variable non indicée comme étant le premier élément d'un tableau ; ainsi la variable A sera considérée comme étant A(1, 1) ; attention donc au choix de vos noms de variables.

Sachez aussi que :
– Il faut 250 µs pour accéder à un élément d'un tableau à deux dimensions contre 20 µs pour un tableau à une seule dimension.
– Chaque variable ou élément d'un tableau se voit assigner deux octets de RAM.

Opérateurs arithmétiques

Le Basic dispose des quatre opérateurs classiques : addition (+), soustraction (–), multiplication (X) et division (/) ; par ailleurs, il dispose également de quatres opérateurs logiques qui sont :
– Le ET logique représenté par le caractère « et commercial » (&).
– Le OU logique représenté par un point d'exclamation (!).
– Le OU EXCLUSIF logique représenté par le caractère « pour cent » (%).
– Le complément représenté par un dièse (#).

Tous ces opérateurs peuvent être mélangés dans des expressions. Les opérateurs logiques travaillent bit par bit sur les 16 bits des variables concernées.

La priorité entre les différents opérateurs s'établit comme suit, par ordre de priorité décroissante :
– Fonctions
– Changement de signe (–) et complément logique
– ET logique, OU logique et OU EXCLUSIF logique
– Multiplication et division
– Addition et soustraction.

Des parenthèses peuvent, bien sûr, être utilisées pour modifier ces priorités.

Fonctions arithmétiques

Ce Basic dispose de quatre fonctions dites arithmétiques, ce sont :

```
PAGE 001              *** COMPILATEUR BASIC C.T. 6809 ***
1000 0010  PRINT
100F 0020 FOR I = 1 TO 10
1019 0030        PRINT I, I* I, I* I* I
1049 0045        NEXT I
1057 0050 STOP
105A 0060 END

SOUS-PROGRAMMES

OUT 1062
MUL 1156

O ERREUR DETECTEE
TAILLE VARIABLES $0085
TAILLE PROGRAMME $01EA
FIN DU PROGRAMME $11E9
 I   0030  00  00
 *   0032  00  00
10   0034  00  00
```

Fig. 10. – L'option S fait afficher la table des symboles.

```
PAGE 001
*** COMPILATEUR BASIC
              C.T. 6809 ***

1000 0010  PRINT
100C       17 00A3
100F 0020  FOR I = 1 TO 10
100F       CC 0001
1012       DD 30
1014       CC 000A
1017       DD 32
1019 0030  PRINT I, I* I, I* I* I
1019       17 0061
101C       DC 30
101E       17 00D0
1021       17 0062
1024       DC 30
1026       30C9 0030
102A       17 0129
102D       17 00C1
1030       17 0053
1033       DC 30
1035       30C9 0030
1039       17 011A
103C       30C9 0030
1040       17 0113
1043       17 00AB
1046       17 005B
1049 0045  NEXT I
1049       DC 30
104B       C3 0001
104E       DD 30
1050       93 32
1052       2E 03
1054       16 FFC2
1057 0050  STOP
1057       7E CD03
105A 0060  END
105A       7E CD03
SOUS-PROGRAMMES

 OUT  1062
 MUL  1156

O ERREUR DETECTEE
TAILLE VARIABLES $0085
TAILLE PROGRAMME $01EA
FIN DU PROGRAMME $11E9

   I   0030 00 00
   *   0032 00 00
  10   0034 00 00
```

Fig. 11. – L'option H fait afficher les codes hexadécimaux générés.

– ABS (EXPRESSION) : qui donne la valeur absolue de l'expression concernée.
– RND ou RND (EXPRESSION) : produit un nombre pseudo-aléatoire compris entre 0 et + 32 767 si RND est utilisé seul. Si une expression suit RND, le nombre produit est le même chaque fois que l'expression se reproduit identique à elle-même.
– PEEK (EXPRESSION) : donne la valeur se trouvant à l'adresse spécifiée par l'expression. Contrairement à beaucoup de Basic, l'expression peut être exprimée en hexadécimal si elle est précédée par un dollar, ce qui est très pratique.
– POS : indique la position actuelle du curseur du terminal (ou de la tête d'impression de l'imprimante).
– SWAP (EXPRESSION) : échange les deux octets de l'expression considérée.
– ERR : indique par un numéro de code le dernier type d'erreur rencontré (voir tableau de la figure 12 pour la signification de ce numéro de code).

Les chaînes de caractères

Une chaîne de caractères est constituée de tout ce qui se trouve compris entre deux guillemets à l'exception classique du retour chariot, du saut ligne et du caractère de contrôle dont la valeur en ASCII est $ 1A, car celui-ci joue un rôle particulier. Si un guillemet doit être inclus dans une chaîne de caractères, il doit être frappé en double pour ne pas le confondre avec ceux de début et de fin de chaîne.

Une chaîne de caractères peut avoir une longueur maximale telle qu'elle tienne dans une ligne standard du Basic (80 caractères maxi).

Les noms des variables chaînes de caractères ne peuvent être constitués que par une lettre de A à Z suivie par un dollar. Une chaîne de caractères peut être utilisée avec dimensionnement ou faire appel à un dimensionnement implicite ; dans ce cas, le compilateur réservera 32 octets de mémoire pour la chaîne et sa longueur ne pourra donc dépasser 32 caractères ; il vous faudra donc déclarer toute chaîne de caractères plus longue que 32 caractères. Par ailleurs, si vous voulez économiser de la RAM sur le programme compilé, vous avez intérêt à déclarer systématiquement toutes vos chaînes avec leurs longueurs réelles.

L'opérateur d'addition (+) peut être utilisé sur les chaînes de caractères, par exemple :
– « HAUT » + « PARLEUR » est égal à la chaîne de caractères « HAUT-PARLEUR ».

Une chaîne de caractères peut être initialisée à « rien » en début de programme de la façon suivante :
– A$="".

Cette possibilité d'initialisation est importante, car il ne faut pas oublier que plus tard cette chaîne sera constituée par plusieurs octets de RAM qui peuvent contenir n'importe quoi à la mise sous tension.

Les fonctions relatives aux chaînes de caractères

Dans les définitions qui vont suivre, N, M seront des constantes, des variables ou des expressions numériques tandis que X$ sera une variable ou une expression chaîne de caractères.

Les fonctions dont on dispose sont divisées en deux groupes, les fonctions produisant un résultat numérique et celles produisant un résultat chaîne de caractères. Nous allons commencer par les derniers.

– CHR$ (N) : produit un caractère dont N est le code ASCII.

– LEFT$ (X$, N) : produit une chaîne de caractères constituée par les N caractères de gauche de la chaîne X$.

– MID$ (X$, N, M) : produit une chaîne de caractères qui est le sous-ensemble de X$ commençant au nième caractère de X$ en partant de la gauche et comprenant M caractères.

– RIGHT (X$,N) : produit une chaîne de caractères constituée par les N caractères en partant de la droite de X$.

– STR$(N) : produit une chaîne de caractères dont le contenu est N, ainsi : STR$ (4567) = la chaîne de caractères « 4567 ».

– TRM$ (X$) : enlève les espaces se trouvant en fin d'une chaîne de caractères ; ainsi : TRM$
« BASIC » = « BASIC »

Les fonctions suivantes exploitent des chaînes de caractères pour produire des résultats numériques, ce sont :

– ASC (X$) : qui donne le code ASCII du premier caractère de la chaîne.

– LEN(X$) : qui donne la longueur de la chaîne de caractères concernée.

– SUBSTR (X$, Y$) : qui cherche la chaîne Y$ dans la chaîne X$; si la recherche s'avère positive, cette fonction fournit un nombre égal à la position du premier caractère de Y$ dans X$; sinon, la valeur 0 est affectée au résultat de cette fonction.

– VAL (X$) : a pour effet de convertir une chaîne de caractères en son équivalent numérique, ainsi VAL (« 1234 ») = 1234.

De toutes ces fonctions, VAL et STR$ peuvent produire des erreurs si les données fournies sont incompatibles avec la fonction, ces erreurs peuvent être traitées par un ON ERROR GOTO.

Ce Basic, de par le fait qu'il est compilateur, permet d'utiliser en plus de ce qui a été vu, une chaîne de caractères particulière qui est son « buffer » d'entrées/ sorties ; celui-ci s'appelle tout simplement BUF$ et il contient au maximum 129 octets. Les commandes suivantes peuvent, par exemple, être utilisées :

– Pour le lire : PRINT BUF$ ou READ #N, BUF$.
– Pour y écrire : INPUT BUF$ ou WRITE #N, BUF$.

Assignation boucles et sauts

Comme dans tout Basic, il existe une directive d'assignation de valeur : LET ; son utilisation est optionnelle et A = 2 aura le même effet que LET A = 2.
Il est également possible de placer une valeur en mémoire à une adresse spécifiée au moyen de la directive POKE, sous la forme POKE (X) = Y où Y est une expression qui est calculée puis tronquée à 8 bits et qui est ensuite placée à l'adresse spécifiée par l'expression X.

Contrairement à beaucoup de Basic interprétés, il est possible de faire appel directement à des sous-programmes écrits en langage machine ; cela se fait au moyen de la directive CALL sous la forme : CALL ADRESSE ou ADRESSE représente l'adresse de début du sous-programme ainsi appelé. L'adresse, comme toutes les variables, peut être spécifiée en décimal ou hexadécimal si elle est précédée d'un dollar. Le sous-programme ainsi appelé doit impérativement se terminer par un RTS et doit rendre la pile telle qu'elle se trouvait lors de l'appel.

Les boucles s'exécutent, comme dans tout Basic, par une commande FOR NEXT de la façon suivante :

– FOR VARIABLE = EXPRESSION TO EXPRESSION STEP EXPRESSION ou VARIABLE

NUMERO	TYPE D'ERREUR
0 à 28	Erreur DOS, codes indiqués p. 189 n° 1692
29	Sans signification
30	Sans signification
31	Sans signification
32	Débordement lors d'une multiplication
33	Division par zéro
34	Erreur de conversion ASCII – binaire

Fig. 12. – Tableau des erreurs exploitables par la fonction ERR.

est une variable non indicée numérique et où EXPRESSION sont n'importe quelles expressions valides. Si STEP n'est pas indiqué, la valeur prise par défaut est 1.

De plus, en raison même du procédé de compilation qui produit un code machine très compact et rapide :
– La boucle sera toujours exécutée au moins une fois, quelle que soit la valeur précisée après TO.
– A la fin de la boucle, le compteur utilisé sera supérieur à la valeur finale spécifiée d'une quantité égale à STEP.
– Ces boucles peuvent être quittées et reprises quand vous le désirez.
– Lors de la compilation, vous pouvez avoir jusqu'à 16 boucles actives simultanément.
– Les valeurs initiales, finales et le pas (valeur indiquée après STEP) peuvent être positives ou négatives.

Les sauts peuvent faire appel aux directives GOSUB, IF THEN, ON ERROR GOTO, ON GOTO et ON GOSUB que nous allons étudier dans cet ordre.

GOSUB est très classique et sert à appeler un sous-programme en Basic, sous-programme qui doit impérativement se terminer par un RETURN. La syntaxe de GOSUB est très simple : GOSUB NUMERO DE LIGNE. La compilation de ces deux directives (GOSUB et RETURN) est très courte puisque GOSUB donne un JSR, tandis que RETURN donne un RTS.

IF THEN est très classique, son utilisation est la suivante :
– IF EXPRESSION RELATION EXPRESSION THEN NUMERO DE LIGNE ou RELATION représente un des six opérateurs de comparaison qui sont : inférieur (<), supérieur (>), égal (=), différent (<>), inférieur ou égal (= < ou < =) est supérieur ou égal (= > ou >).

Par ailleurs, le THEN peut être remplacé par un GOSUB.

Si la comparaison est vraie, le programme se branche à la ligne indiquée, et si le THEN est un GOSUB, le RETURN a pour effet de faire revenir à la ligne suivant immédiatement celle du IF GOSUB. Compte tenu de la possibilité de mettre plusieurs commandes sur la même ligne, le IF THEN peut jouer le rôle d'un IF THEN ELSE, par exemple :
– IF A> 2 THEN 1 000 ELSE 200 se traduira par :
– IF A> 2 THEN 1 000 : GOTO 200.

Le ON ERROR GOTO est un peu analogue à celui de l'interpréteur Basic étendu. Il s'utilise de la façon suivante : ON ERROR GOTO ou ON ERROR GOTO NUMERO DE LIGNE. Dans le premier cas, la fonction ON ERROR GOTO est désactive, tandis que, dans le second cas, toute erreur détectée à la suite de cette directive causera un branchement au numéro de ligne précisé après le ON ERROR GOTO.

Les erreurs qui peuvent être détectées par. cette directive sont les suivantes :
– Division par zéro dans une expression arithmétique.
– Erreur de conversion ASCII – binaire dans un INPUT, READ, VAL (X$).
– Dépassement de capacité en multiplication dans une expression arithmétique.
– Erreur d'entrée/sortie disque.

Il faut alors utiliser la fonction ERR vue ci-avant pour savoir à quel type d'erreur l'on a à faire.

ON GOTO et ON GOSUB travaillent de la façon suivante : ON EXPRESSION GOTO (GOSUB) NUMERO 1, NUMERO 2, etc., où EXPRESSION représente une expression valide et NUMERO 1, NUMERO 2, etc., des numéros de lignes. L'expression est calculée et le résultat indique à quel numéro de ligne faire le branchement ; ainsi : ON A GOTO 100, 200, 300, 400 fera brancher le programme en 100 si A = 1, en 200 si A = 2, etc. Si le calcul de l'expression donne une valeur nulle, le programme passe à la ligne suivante.

STOP est un branchement un peu particulier, en ce sens qu'il arrête l'exécution du programme et cause un saut inconditionnel au dos en son point d'entrée « chaud » CD03.

Les directives machine

Un compilateur étant très près du langage machine, il est possible d'agir sur certains paramètres au moyen des directives suivantes. GEN permet de générer au sein d'un programme une suite de valeurs qui sont insérées telles quelles dans celui-ci lors de la compilation. Cette possibilité est utilisée pour ajouter quelques instructions lorsqu'elles sont plus faciles à écrire en langage machine qu'en Basic.

L'utilisation se fait de la façon suivante :
– GEN NOMBRE 1, NOMBRE 2, NOMBRE 3, etc., ou NOMBRE 1, NOMBRE 2, etc., sont des valeurs décimales ou hexadécimales qui seront placées dans le programme généré. Si un des nombres est inférieur à 255, il occupera quand même un octet, même si le nombre est précédé de zéros. Pour faire un branchement à l'adresse $ 1000 par exemple, vous pouvez écrire :
– GEN $ 7E (code du JMP), $ 10, $00.

Les entrées sorties

Les entrées sorties se font par un « buffer » de 129 octets qui peut donc contenir 128 caractères. Celui-ci est automatiquement placé après toutes les autres affectations mémoire, sauf le « buffer » de chaîne de caractères.

Les entrées se font au moyen d'un INPUT sous la forme : INPUT VARIABLE 1, VARIABLE 2, etc.

Un retour chariot, saut ligne et un point d'interrogation sont alors générés et le programme lit ensuite ce qui entre jusqu'à ce que son « buffer » soit plein ou qu'un retour chariot soit frappé. La frappe d'un CNTRL X fait imprimer « DEL » et efface complètement la ligne frappée, tandis qu'un CNTRL O renvoie le dernier caractère frappé et l'annule dans le « buffer » d'entrée.

Lorsque plusieurs variables sont attendues, elles doivent être séparées par une virgule ou un espace si ce sont des variables numériques, et par une virgule si ce sont des variables chaînes de caractères (les espaces étant comptés comme éléments de la chaîne).

PRINT s'utilise d'une façon analogue sous la forme :
– PRINT EXPRESSION 1 DELIMITEUR EXPRESSION 2 DELIMITEUR, etc., où EXPRESSION 1, EXPRESSION 2, etc., peuvent être des expressions numériques ou des chaînes de caractères tandis que DELIMITEUR peut être une virgule ou un point virgule. Dans le premier cas, les expressions à imprimer le sont dans des zones de 8 caractères de large ; la virgule faisant passer d'une zone à l'autre ; dans le deuxième cas les expressions se suivront sans espacement. Parmi les expressions : la fonction TAB peut être utilisée. Ce compilateur dispose en outre de possibilités d'entrées sorties sur disque avec création et accès aux fichiers.

Comme pour l'interpréteur BASIC étendu, les accès disque se font par des numéros de voies ou de canaux compris entre 0 et 9. Le compilateur tolère donc un maximum de 10 canaux ouverts simultanément.

Les directives d'accès aux fichiers disque dont on dispose sont les suivantes :
– CLOSE FILES : doit être utilisé lorsque tous les accès disque sont terminés. Cette commande a pour effet de fermer tous les fichiers qui pourraient être restés ouverts. Il est également conseillé de placer cette directive dans les programmes de gestion des erreurs lors des accès disque ; cela vous assurera d'avoir un disque parfaitement « propre », quoi qu'il arrive.
– OPEN : permet d'ouvrir un fichier disque pour une lecture ou une écriture. La syntaxe est : OPEN # NUMERO, NOM DE FICHIER où NUMERO est le numéro de voie (compris entre 0 et 9) qui sera affecté à ce fichier et où NOM DE FICHIER est un nom conforme à la syntaxe du DOS. Un OPEN doit être effectué préalablement à tout accès à un fichier, de plus un numéro de voie ne doit être affecté qu'à un fichier et à un seul à un instant donné. Enfin,

un fichier peut être ouvert en lecture ou en écriture. Lors de l'exécution de la directive OPEN, le BASIC cherche dans le répertoire des fichiers si celui-ci existe ou non. Dans le premier cas, le fichier est ouvert en lecture, dans le second cas, le fichier est ouvert en écriture. Pour savoir dans quel état se trouve l'ouverture d'un fichier donné, on dispose de la commande STATUS.

– CLOSE : permet de fermer un fichier et de libérer ainsi son numéro de voie pour un autre usage. La syntaxe en est : CLOSE # NUMERO où NUMERO est le numéro de voie à libérer. Cette commande agit que le fichier soit en lecture ou en écriture.

– WITE : permet d'écrire dans un fichier ouvert en écriture. La syntaxe en est : WRITE # NUMERO, LISTE où NUMERO est le numéro de la voie où écrire et où liste représente une liste de constantes, de variables ou d'expressions numériques ou chaînes de caractères, séparées par des virgules. Chaque élément de la liste est considéré comme un article de l'enregistrement ainsi défini. La longueur totale d'un enregistrement donné ne peut excéder 128 octets. Il faudra donc faire autant d'enregistrements que nécessaire si vous dépassez cette longueur. Tous les articles sont convertis en ASC II sur le disque et créent donc ainsi un fichier « texte ». La virgule séparatrice se retrouve dans le fichier ainsi créé.

La figure 15 clarifie un peu tout cela en montrant ce qui se trouve réellement sur le disque après un WRITE donné.

– RWRITE réalise la même fonction que WRITE, mais permet en plus de spécifier un numéro d'enregistrement sous la forme RWRITE # NUMERO, ENREGISTREMENT, LISTE où ENREGISTREMENT est le numéro évoqué ci-avant. NUMERO et LISTE ont la même signification que pour la commande WRITE vue ci-avant.

– READ : permet de lire le contenu d'un enregistrement existant de la façon suivante : READ # NUMERO, LISTE où NUMERO est un numéro de voie ouverte en lecture et où LISTE est une liste de variables séparées par des virgules. Le fichier correspondant à la voie ainsi spécifiée doit être un fichier texte et le nombre d'articles qu'il contient doit être compatible au nombre de variables demandées. S'il y a plus d'articles dans l'enregistrement que de variables dans la liste, ceux qui sont « en trop » seront ignorés. La liste de variables peut comporter tous les types admis par le Basic (numérique, chaîne de caractères, indices).

– RREAD est à READ, ce que RWRITE est à WRITE. L'utilisation et la syntaxe sont les mêmes que pour RWRITE vu ci-avant.

– CHAIN : permet au programme BASIC en cours d'exécution de charger et de lancer l'exécution d'un autre programme. La syntaxe est CHAIN NOM où NOM est le nom du programme à lancer. Les contraintes suivantes sont à respecter : le programme ainsi appelé doit avoir, au préalable, été sauvegardé sur disque sous forme binaire : c'est-à-dire avoir été assemblé ou compilé au préalable ; de plus, le programme doit être muni d'une adresse de transfert (voir mode d'emploi du DOS). Il faut être conscient du fait que, lors d'un CHAIN, le programme BASIC passe « la main » au DOS si bien que, si une erreur se produit (fichier non trouvé, disque pas prêt, etc.), le contrôle ne sera pas rendu au programme BASIC mais au DOS.

– RESTORE et SCRATCH : RESTORE permet de fermer un fichier ouvert en lecture ou écriture et de l'ouvrir à nouveau en lecture. La syntaxe est RESTORE # NUMERO 1, # NUMERO 2, etc., où NUMERO 1, NUMERO 2, etc., sont les numéros de voie des fichiers concernés.

SCRATCH joue le même rôle mais ouvre à nouveau le ou les fichiers concernés en écriture. La syntaxe est identique à RESTORE. Attention, de par sa fonction SCRATCH détruit le contenu des fichiers concernés, puisque ceux-ci sont rendus à nouveau disponibles pour une écriture.

– KILL : est à manier avec beaucoup de précautions. KILL NOM détruit de façon définitive le fichier dont le nom est spécifié.

– EOF : permet de savoir si l'on a atteint la fin d'un fichier... La syntaxe en est EOF (# NUMERO) qui donne une valeur de 1 si l'on a atteint la

NUMERO	SIGNIFICATION
02	Numéro de ligne en double ou trop grand
03	Directive inconnue
04	Erreur de syntaxe
05	Nom de variable absent ou en erreur
06	Signe égal manquant
07	Référence à une ligne inexistante
08	Parenthèse droite absente ou en nombre incorrect
09	Opérande absent dans une expression
10	Numéro de ligne de destination absent ou en erreur
11	Nombre manquant
12	Mauvais enchevêtrement FOR-NEXT
13	Débordement de la table des symboles
14	Sans signification
15	Erreur sur un opérateur de relation
16	Délimiteur (, ou ;) absent
17	Guillemet absent en fin de chaîne
18	Compteur incorrect ou absent dans un FOR-TO
19	Tableau déjà défini
20	Erreur d'indice : indice manquant ou indices trop nombreux
21	Erreur d'indice : indice plus petit que 1 ou plus grand que 255
22	Débordement de la RAM affectée aux variables au-dessus de FFFF
23	Référence à un tableau non dimensionné
24	Erreur d'indice
25	Argument d'une fonction manquant ou incorrect (numérique)
26	Option illégale
27	Opérateur non reconnu dans une expression chaîne de caractères
28	Opérateur de concaténation (+) absent
29	Argument d'une fonction manquant ou incorrect (chaîne)
30	Nombre de boucles FOR-NEXT simultanées supérieur à 16
31	Débordement de la table des numéros de lignes
32	Débordement de la mémoire de programme au-dessus de FFFF
33	Sans signification
34	GOTO ou GOSUB manquant
35	Numéro de canal incorrect (non compris entre 0 et 9)
36	Erreur d'entrées/sorties disque

Fig. 13. – Liste des erreurs de compilation

NOM	FONCTION
OUT	Sortie de caractères
INP	Entrée de caractères
DSK	Entrées/sorties sur disquettes
MUL	Multiplication arithmétique
DIV	Division
RND	Générateur de nombres aléatoires
ST1	Fonction relative aux chaînes de caractères
ST2	Fonction relative aux chaînes de caractères
ARR	Multiplication de deux tableaux
IND	Chargement indirect d'un tableau

Fig. 14. – Noms et fonctions des sous-programmes de la bibliothèque du compilateur.

fin du fichier dont le numéro de voie est spécifié, ou une valeur nulle dans les autres cas.

– FILSIZ : permet de connaître la longueur d'un fichier en nombre de secteurs sur le disque. La syntaxe est : FILSIZ (# NUMERO) où NUMERO est le numéro de la voie du fichier concerné.

– STATUS : permet de savoir dans quel état se trouve un fichier. La syntaxe est : STATUS (# NUMERO) où NUMERO est le numéro de voie du fichier concerné. Cette commande donne une valeur nulle pour un fichier non ouvert, une valeur de 1 pour un fichier ouvert en lecture et une valeur de 2 pour un fichier ouvert en écriture.

Exemple d'utilisation : ON STATUS (# 2) GOTO 100, 200, fera passer à la ligne suivante si la voie 2 n'est pas ouverte, fera aller en 100 si elle est ouverte en lecture et en 200 si elle est ouverte en écriture.

Les directives de compilation

Ces directives n'ont aucun équivalent en BASIC interprété puisque l'implantation en mémoire du programme ne vous regarde pas. Ici, il n'en est pas de même et vous pouvez (et vous devez !) indiquer au compilateur où il devra implanter votre programme. Nous allons donc retrouver des directives analogues à celles utilisées en assembleur ; en effet, nous allons commencer par ORG.

ORG sert à définir l'emplacement où va être implanté le code produit par le compilateur. La syntaxe est tout simplement ORG = XXXX où XXXX représente une adresse exprimée en décimal ou hexadécimal (précédée d'un dollar dans ce dernier cas). Cette directive peut être utilisée autant de fois que vous le désirez dans un programme, ce qui vous permet de le découper ainsi en autant de blocs que vous le souhaitez.

Si vous ne précisez pas ORG, la valeur prise par défaut est $ 1 000. Une deuxième directive, un peu analogue à ORG, est à votre disposition. Il s'agit de BASE qui sert à définir l'adresse de début d'implantation des RAM utilisées pour les variables du programme.

Les remarques faites ci-avant pour ORG sont toutes valables, sauf la valeur prise par défaut qui est ici de $ 0030.

Ces directives étant nouvelles dans un BASIC, nous allons vous donner quelques conseils à leur sujet afin que vous puissiez les utiliser au mieux.

Il est conseillé de faire attention à ce que les zones définies pour la RAM ne recouvrent pas celles définies pour le programme. Les informations données par le compilateur en fin de compilation sont très utiles dans ce cas.

Une bonne pratique consiste à commencer un programme par une directive BASE suivie par des DIM de toutes les variables, ce qui fera d'une pierre deux coups. Ensuite la directive ORG marquera le début du programme proprement dit.

La directive DIM peut, elle aussi, être considérée comme une directive de compilation ; en effet, elle sert à déclarer les tableaux et, dans certains cas, les variables simples.

Les tableaux numériques peuvent être déclarés comme étant à une ou deux dimensions sous la forme DIM A (X, Y) où X et Y représentent la taille du tableau A. Ne pas oublier que les indices commencent à 1. Les chaînes de caractères ne peuvent être déclarées que comme variables à une dimension. Cependant, DIM sert aussi, dans ce cas, à indiquer la longueur de la chaîne. Ainsi DIM A$ (50) signifie que la chaîne A$ a une longueur de 50 caractères tandis que DIM A$ (15,30) considère la chaîne A$ comme étant un ensemble de 15 chaînes de 30 caractères. Attention ! dans le premier exemple ci-avant, A$ sera à utiliser sans indice puisque A$ sera une variable simple (DIM n'ayant servi qu'à définir sa longueur), tandis que dans le deuxième exemple, A$ sera à utiliser avec un indice puisque A$ comportera 15 éléments.

DIM peut aussi être utilisé pour déclarer des variables simples dans des cas particuliers. Ainsi, pour déclarer le registre d'état d'un ACIA en $ 8008 comme étant la variable A, ferons-nous :

– BASE = $ 8008
– DIM A (1)

Le registre d'état sera ainsi atteint lorsque l'on utilisera la variable A. Comme nous avons dit dans le paragraphe consacré aux variables que le fait d'écrire A était équivalent à A (1) ou à A (1,1), la définition de A réalisée ci-avant est très correcte.

La dernière directive de compilation doit impérativement être un END qui indique au compilateur qu'il doit s'arrêter. Ce END fait, par ailleurs, générer un saut au point d'entrée chaud du DOS par un JMP en CD03. Si l'endroit où se trouve le END ne correspond pas à la fin effective d'un programme (cas de sous-programmes écrits en fin de listing par exemple), la fin réelle du programme doit être matérialisée par un STOP qui fait aussi générer le même saut.

Les erreurs de compilation

Lors de la phase de compilation, les erreurs détectées sont indiquées sur le listing par un numéro de code conforme à la liste visible figure 13. De plus, une flèche est positionnée, sous la ligne en erreur, à l'emplacement approximatif de celle-ci. Cette dernière fonction ne peut cependant pas être à 100 % exacte et ne doit être considérée que comme une indication. Ces erreurs de compilation ne doivent pas être confondues avec les erreurs détectées par la fonction ERR. Ces dernières sont des erreurs dues à l'exécution du programme alors que celles de compilation sont des erreurs de syntaxe lors de l'écriture du programme.

Enfin, pour information, la figure 14 vous indique la liste des sous-programmes du compilateur qui peuvent apparaître en fin de listing.

Informations diverses

Les manettes de jeux dont nous avons parlé dans notre dernier article ne sont pas oubliées et seront décrites dès que possible, compte tenu de la place disponible et des projets en cours.

Nous avons commencé à recevoir et à ficher des réponses au sondage publié dans le numéro de mars, mais celles-ci sont encore trop peu nombreuses pour avoir une signification et permettre de constituer une liste valable de réalisateurs du système. Vous êtes, au 26-03.84, une centaine seulement à avoir répondu, ce qui fait moins de 10 % des réalisateurs du système.

Conclusion

Nous en resterons là pour aujourd'hui en espérant que la diversité des sujets abordés aura intéressé nombre d'entre vous. Nous vous donnons rendez-vous le mois prochain pour un article dont le contenu n'est pas encore défini, tant nous avons de choses à dire à propos de ce mini-ordinateur au fur et à mesure de son évolution.

C. TAVERNIER

```
90 N = 10
100 WRITE # 2,25 – 400, « TOTO », N
Produit un fichier qui contient :

32 35 2C 2D 34 30 30 20 54 4F 54 4F 2C 31 30   OD
2  5     –  4  0  0  ,  T  O  T  O  ,  1  0   EOF
```

Fig. 15. – Le contenu d'un fichier disque après un ordre WRITE.

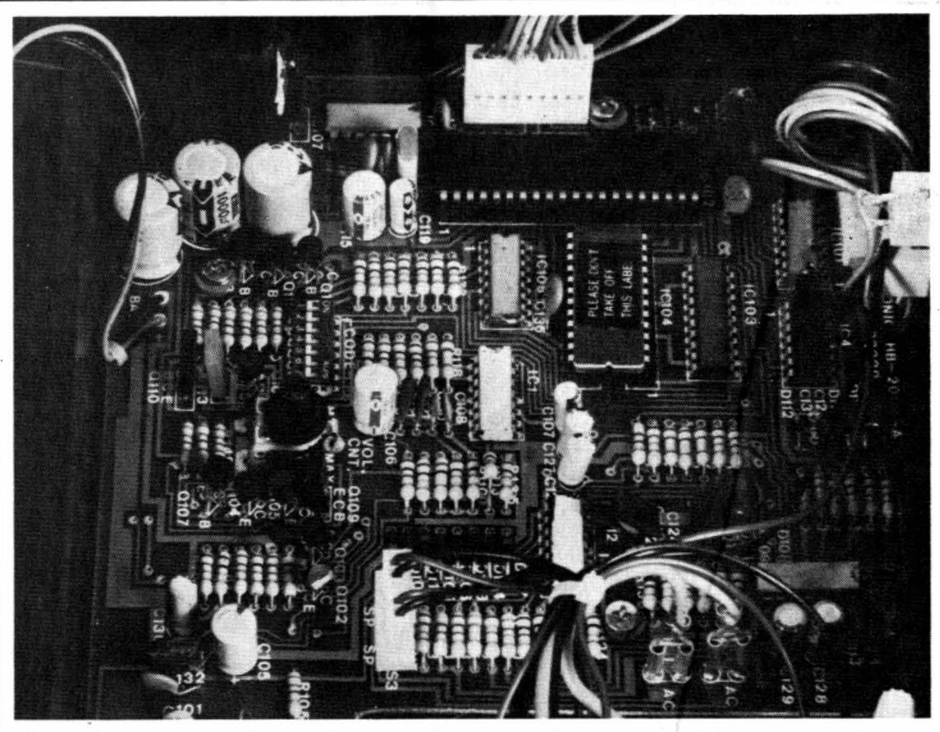


Photo B. – La centrale, vue interne. On reconnaîtra par son étiquette la mémoire EPROM placée devant le microprocesseur.

pour donner l'alarme ou, plus simplement, pour tester l'émission, au moment de la mise en place de l'installation. L'alimentation de chaque émetteur demande une pile de 9 V, on peut pratiquement utiliser autant d'émetteurs qu'on le désire, en effet, chacun d'entre eux n'émet que pendant un court instant et périodiquement, de ce fait, le seul risque est celui d'une émission simultanée de plusieurs informations d'où un risque de brouillage. Si l'émission est due à l'ouverture d'une porte ou d'un contact, le signal est émis pendant environ 2 secondes en test, il durera par contre tout le temps que l'on maintiendra la pression sur la touche. Cette durée est nécessaire pour permettre à la centrale d'effectuer une corrélation des signaux codés émetteur/récepteur pour éviter les fausses alarmes.

A l'intérieur des émetteurs, on dispose de vis permettant d'utiliser chaque émetteur sur des contacts mécaniques, il est également possible de neutraliser le contact sous vide pour utiliser le boîtier d'émission tout seul, sans aimant latéral.

Le délai d'armement (pour sortir de la maison ou pour désarmer le système) se programme entre 5 et 45 secondes. Vous savez maintenant à peu près tout sur ce système, nous l'avons expérimenté, notamment en ce qui concerne la distance possible de transmission. La seule antenne de l'émetteur consiste en une boucle de petite taille, compte tenu de la haute fréquence d'émission. Côté récepteur, nous n'avons pas d'antenne, en tout cas évidente, d'où une portée relativement réduite. Le constructeur annonce 100 mètres, dans sa notice ; cette portée peut-être atteinte dans certaines conditions optimales, par contre, à l'intérieur d'une maison pouvant avoir une structure partiellement métallique, nous avons constaté des trous de réception, à certains emplacements, pourtant relativement proches de l'émetteur. Heureusement, le constructeur a prévu un bouton de test. Si le fonctionnement ne peut avoir lieu pour ces endroits, il faudra rechercher une meilleure place pour l'émetteur. En dernier recours, on associera un câblage par fil avec interrupteur ILS classique relié à l'émetteur. Ce point devrait pouvoir être amélioré sans trop de problème. En outre, comme le boîtier de l'émetteur, pour des questions de prix et de rayonnement, est moulé dans une matière plastique, on devra éviter de le plaquer contre une surface métallique telle qu'une porte blindée. Le désaccord de l'émetteur entrainerait une perte de portée considérable.

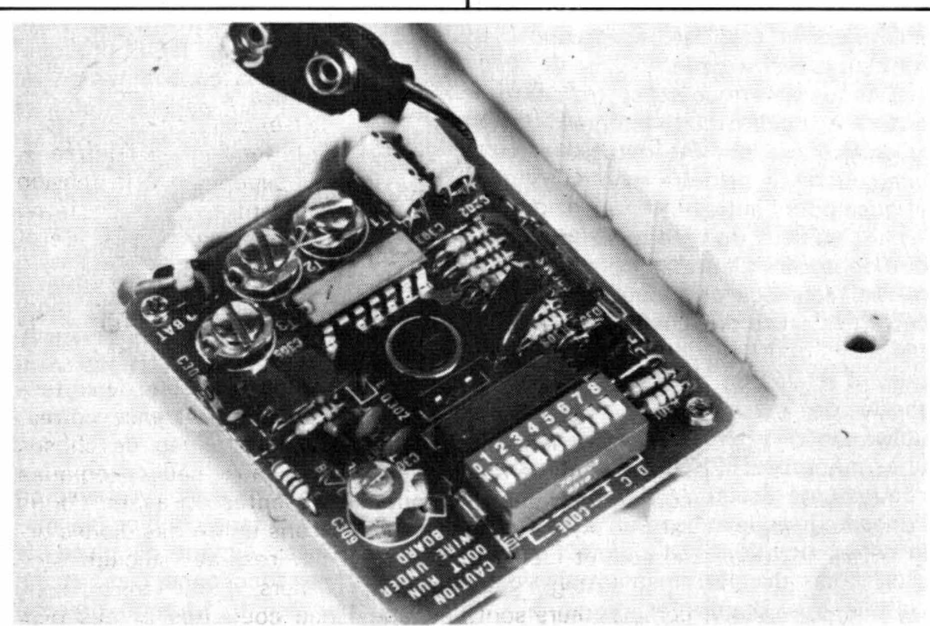


Photo A. – L'intérieur d'un émetteur avec le commutateur multiple et, sur sa gauche, le condensateur d'accord.

Conclusions

Le système Wolf 1 de BST convaint immédiatement par sa simplicité. Par la facilité, non seulement d'installation (fini les fils à encastrer dans les murs), mais aussi de manipulation. Pas de clef à perdre ici ; à l'exception du câble du HP externe, on ne peut rien couper, le seul moyen de couper le son serait en fait de détruire la centrale... On veillera donc, à la placer en un endroit relativement discret et peu accessible... Une réalisation intéressante par les technologies employées. ■



REALISEZ UNE MINI SONDE LOGIQUE

Si la réalisation de montages utilisant des circuits logiques ne demande pas d'appareils de test élaborés, hormis pour les réalisations très complexes qui font alors appel à l'analyseur logique, il est un outil très pratique qui permet de venir à bout de nombre de problèmes : la sonde logique.
Une sonde logique n'est rien d'autre qu'un voltmètre rudimentaire qui mesure l'amplitude des signaux logiques et indique s'ils correspondent à un 1 ou un 0. Elle peut aussi, selon sa complexité, indiquer la présence d'impulsions trop courtes pour être détectées normalement par son indicateur de niveau ou par un voltmètre. Bien sûr, pour la mesure des niveaux logiques, un voltmètre fait l'affaire, mais il est parfois gênant de le mobiliser pour ce faire ; de plus sa lecture n'est pas immédiate en terme de logique. Lorsque l'on sait qu'une sonde logique d'amateur, telle que celle que nous vous proposons aujourd'hui, coûte moins de cent francs, il n'y a plus à hésiter.

Quelques rappels

Tout d'abord, et pour bien fixer les idées, la sonde que nous vous proposons de réaliser est destinée aux circuits logiques TTL et ne peut convenir aux circuits logiques C.MOS, sauf s'il sont alimentés sous 5 V.

Un circuit logique TTL normal s'alimente sous une tension unique de 5 V, positive par rapport à la masse. Toute tension inférieure ou au plus égale à 0,8 V est considérée comme un niveau logique 0 alors que toute tension supérieure à 2 V est considérée comme un niveau logique 1. Une tension comprise entre 0,8 V et 2 V est incorrecte et ne correspond à aucun niveau TTL défini. Elle conduit d'ailleurs souvent à une entrée en oscillation de certains circuits.

Partant de ce principe, il est facile de constituer une sonde logique TTL puisqu'il va suffir de comparer la tension mesurée aux deux seuils précités pour savoir si l'on a un 1, un 0 ou un niveau incorrect. C'est sur cette idée que repose le schéma de notre sonde que voici.

Le schéma

La figure 1 vous présente le schéma de notre sonde ; schéma que nous allons commenter. Il est constitué de quatre comparateurs A_1 à A_4 logés dans un seul et même boîtier de circuit intégré. Ces quatre comparateurs sont des modèles à haute impédance d'entrée et disposent de sorties à collecteur ouvert capables d'absorber un courant de plusieurs dizaines de mA. Ils présentent en outre la particularité de pouvoir être alimentés sous une tension unique aussi basse que 5 V.

Leur fonctionnement est facile à comprendre et repose sur la différence de tension existant entre leurs entrées + (ou non inverseuse) et – (ou inverseuse). Si la tension sur l'entrée + est supérieure à la tension sur l'entrée –, la sortie du comparateur est à l'état haut. Si la tension sur l'entrée + est inférieure à la tension sur l'entrée –, la sortie est à l'état bas.

Pour générer deux tensions de référence correspondant à peu de choses près aux seuils logiques présentés ci-avant, nous avons utilisé des diodes ordinaires au silicium (les Zeners basse tension sont peu courantes et pas plus précises que nos diodes). La diode D_3 présente à ses

bornes sa tension de seuil soit 0,6 à 0,7 V pour le silicium. C'est un peu inférieur aux 0,8 V limite des circuits TTL mais ce n'est que mieux ; en effet, un 0 logique très voisin de 0,8 V est très mauvais et est une source d'ennuis potentiels. Il vaut donc mieux considérer comme mauvais tout niveau proche de 0,8 V.

Les trois diodes D_4, D_5 et D_6 fournissent quant à elles une tension égale à trois fois la tension de seuil d'une diode soit 1,8 à 2,1 V ce qui est une valeur acceptable pour les 2 V des TTL.

La tension d'entrée à mesurer est appliquée simultanément aux entrées des comparateurs A_1 et A_2. A_1 reçoit sur son autre entrée la tension de seuil basse alors que A_2 reçoit sur son autre entrée la tension de seuil haute. Dès lors, si la tension d'entrée est inférieure au seuil bas, la sortie de A_1 va passer à 0 alors que celle de A_2 sera à + 5 V. La LED « 0 » s'allumera alors que la LED « 1 » restera éteinte. Si la tension d'entrée est supérieure au seuil haut (et donc aussi au seuil bas) la sortie de A_1 sera au + 5 V alors que celle de A_2 sera à 0. L'ordre d'allumage des LED sera inversé par rapport au cas précédent.

Si la tension d'entrée est comprise entre le seuil bas et le seuil haut, les sorties de A_1 et A_2 resteront au niveau haut toutes les deux, et les LED « 1 » et « 0 » resteront éteintes. Dans ces conditions, le comparateur A_3 qui fait suite verra sa sortie passer à 0 puisque l'une de ses entrées reçoit la tension de 1,8 à 2,0 V produite par D_4, D_5 et D_6 alors que l'autre entrée est au niveau + 5 V via les diodes D_7 et D_8 et les deux LED « 0 » et « 1 ». La LED NTTL (non TTL) s'allumera alors. Remarquez les diodes D_7 et D_8 qui forment une porte ET autorisant l'allumage de la diode NTTL uniquement si la diode « 1 » ET la diode « 0 » sont éteintes.

Bien qu'étant suffisantes pour de nombreuses applications, ces fonctions sont complétées dans notre sonde par une détection d'impulsions. Cette détection n'est pas très performante mais peut rendre des services, à ceux qui n'ont pas d'oscilloscope comme à ceux qui en ont un et qui ne veulent pas le mettre en service pour si peu de choses.

La détection d'impulsions fait appel à un monostable rudimentaire réalisé avec le quatrième comparateur contenu dans le boîtier utilisé. Cette détection permet d'allumer une LED lorsque l'entrée du montage reçoit des impulsions TTL à fréquence trop rapide pour être visualisées correctement sur les autres LED de la sonde. Le fonctionnement en est le suivant :

Au repos, c'est-à-dire lorsque la sortie de A_2 est au niveau + 5 V, la diode D_9 est bloquée et l'entrée + de A_4 se trouve ramenée au + 5 V par la résistance de 2,2 MΩ. L'entrée – de A_4 étant à 2,0 V, la sortie de A_4 se trouve au niveau haut de la LED « impulsions » est éteinte. Lors de la présence d'impulsions sur l'entrée du montage, la sortie de A_2 passe à 0 pour chaque niveau logique « 1 » des impulsions. Ce passage à 0 débloque la diode D_9 qui amène l'entrée + de A_4 à la masse faisant ainsi passer sa sortie à 0 et allumer la LED « impulsions ». Si le montage ne comportait que cela, nous ne pourrions pas voir les impulsions rapides puisque la LED suivrait le rythme de celles-ci. Pour ce faire, le condensateur de 0,1 µF transforme A_4 en pseudo monostable ; en effet, lorsque l'entrée + de A_4 passe à la masse grâce à D_9, ce condensateur se charge et lorsque D_9 se bloque à nouveau, il maintient un potentiel bas sur l'entrée + de A_4 pendant son temps de décharge au travers de la résistance de 2,2 MΩ ; temps qui est suffisant pour que la LED reste allumée assez longtemps pour être vue.

L'entrée du montage est protégée contre les tensions négatives par rapport à la masse au moyen de la résistance de 100 Ω et de la diode D_1. Par ailleurs, une entrée TTL « en l'air » étant au niveau 1, l'entrée du montage est ramenée au + 5 V par une résistance de forte valeur (100 kΩ) pour être conforme à cette règle. La valeur élevée de cette résistance ne perturbe pas les mesures effectuées.

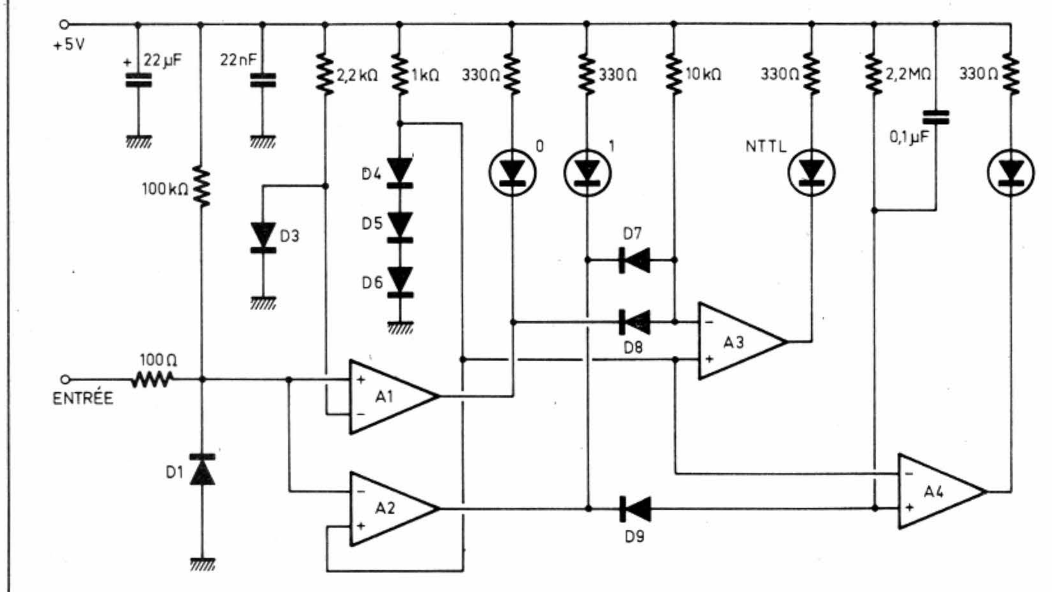


Fig. 1. – Schéma de la sonde logique.

La réalisation

Le schéma étant fort simple, la réalisation ne peut qu'être à son image et est donc tout aussi facile. La nomenclature des composants vous est proposée figure 5 et appelle peu de commentaires tellement les composants utilisés sont classiques. Le quadruple comparateur peut être choisi parmi quatre modèles différents existant chez de nombreux fabricants. Les LED seront choisies de couleurs différentes pour

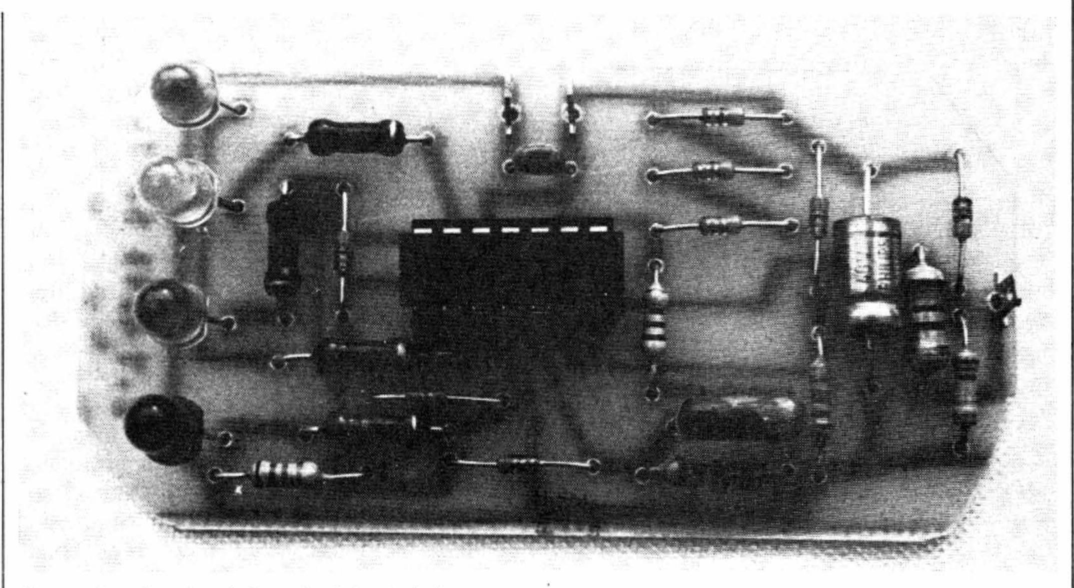


Photo 1. – Le circuit imprimé équipé de ses composants.

distinguer d'un simple coup d'œil les indications de la sonde. Nous avons mis du rouge pour le 0, du vert pour le 1, du jaune pour le non TTL et de l'orange pour les impulsions, mais c'est affaire de goût personnel (ou de contenu des tiroirs !).

Le support 14 pattes n'est pas obligatoire car le LM 339 n'est pas fragile, il n'est à utiliser que si vous n'avez pas l'habitude du fer à souder.

L'ensemble des composants est monté sur un circuit imprimé simple face au tracé très simple ; tracé indiqué à l'échelle 1 en figure 2. Ce circuit peut être réalisé par toute méthode à votre convenance : feutre à circuits imprimés, symboles transfert et, bien sûr, méthode photo.

Le montage des composants ne présente pas de difficulté et il suffit de suivre la figure 3 pour implanter dans l'ordre habituel : les résistances, les condensateurs, les diodes et le circuit intégré. Les LED sont montées directement sur le circuit imprimé avec des pattes de longueur suffisante pour que le corps de celles-ci dépasse du point le plus haut du circuit imprimé.

Arrivé à ce stade de la réalisation, un essai du montage peut être effectué. Vous pouvez utiliser pour cela un montage TTL quelconque et connu ou le petit schéma de test de la figure 6 qui vous permet de vérifier les seuils de basculement de votre montage. Un mauvais fonctionnement est bien improbable et doit être vite diagnostiqué compte tenu du faible nombre de composants en présence.

L'ensemble de notre montage a été logé dans un petit boîtier plastique où le circuit imprimé est simplement maintenu par la fixation des LED sur la face supérieure dudit boîtier. Un trou permet de faire sortir deux fils torsadés rouge et noir munis de pinces crocodiles et destinés à aller sur l'alimentation 5 V du montage sous test (attention aux inversions de polarité), et un fil muni d'une pointe de touche relié à l'entrée du montage. Le fait d'utiliser un boîtier plastique permet de laisser traîner celui-ci n'importe ou, même sur le montage en cours d'essai, sans risque de court-circuit ; c'est un détail mais qui a son importance.

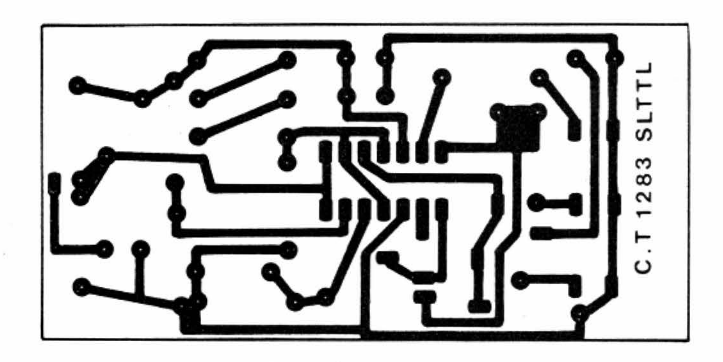


Fig. 2. – Circuit imprimé, vu côté cuivre, échelle 1.

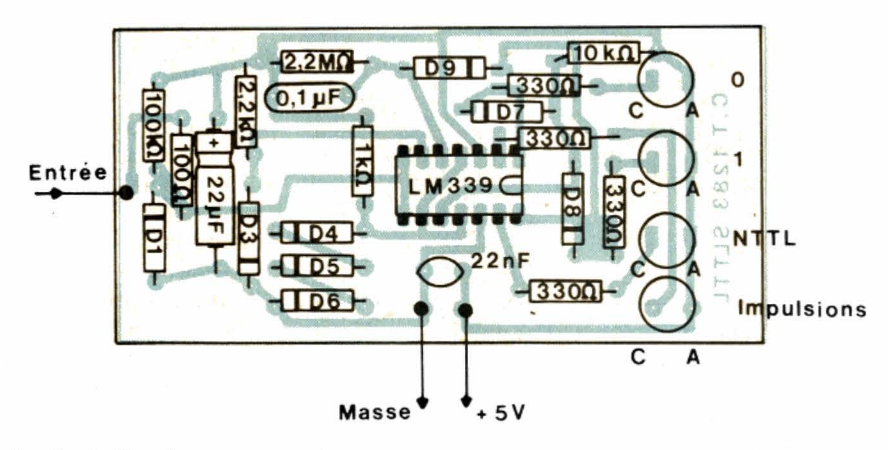


Fig. 3. – Implantation des composants.

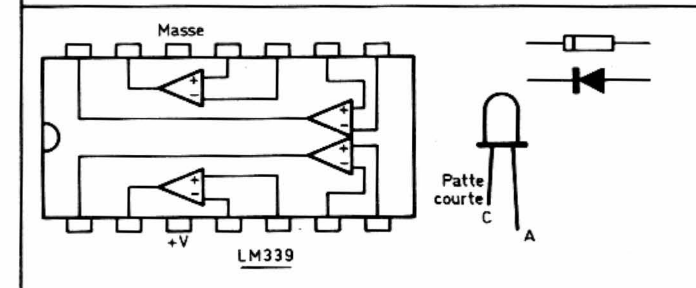


Fig. 4. – Brochage des semi-conducteurs.

Nombre	Types
1	LM 339N ou LM 339AN ou LM 2901 ou LM 3302 ou MC 3302
8	Diodes 1N 914, 1N 4148, 1N 4448
4	LED de couleurs différentes
1	Chimique 22 µF 10 V
2	Condensateurs : 1 × 22 nF, 1 × 0,1 µF
10	Résistances 1/2 ou 1/4 W 5 % 1 × 100 Ω, 4 × 330 Ω, 1 × 1 kΩ, 1 × 2,2 kΩ 1 × 10 kΩ, 1 × 100 kΩ 1 × 2,2 MΩ
1	Support 14 pattes (facultatif)

Fig. 5. – Nomenclature des composants.

Remarques

Vu la simplicité du schéma utilisé il est nécessaire de faire les remarques suivantes quant aux indications des LED. Tout d'abord, le passage de la LED « 0 » à la LED « NTTL » ou de la LED « NTTL » à la LED « 1 » n'est pas immédiat et se fait progressivement si le niveau d'entrée varie très lentement, ce que vous pouvez mettre en évidence avec le montage d'essai de la figure 6. Pour l'essai de circuits TTL ce n'est pas gênant car les signaux sont toujours à front raide (sauf lorsqu'ils sont incorrects) et cette variation lente est donc masquée.

Il est normal que l'indicateur d'impulsions s'allume conjointement à la LED de niveau « 1 ». Si tel est le cas, cela signifie qu'il y a un niveau logique « 1 » à l'entrée de la sonde ; en effet, en cas d'impulsions uniquement, seule la LED « impulsions » est allumée en permanence.

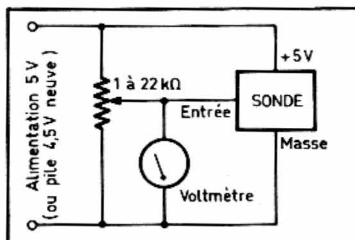


Fig. 6. – Montage de test de la sonde.

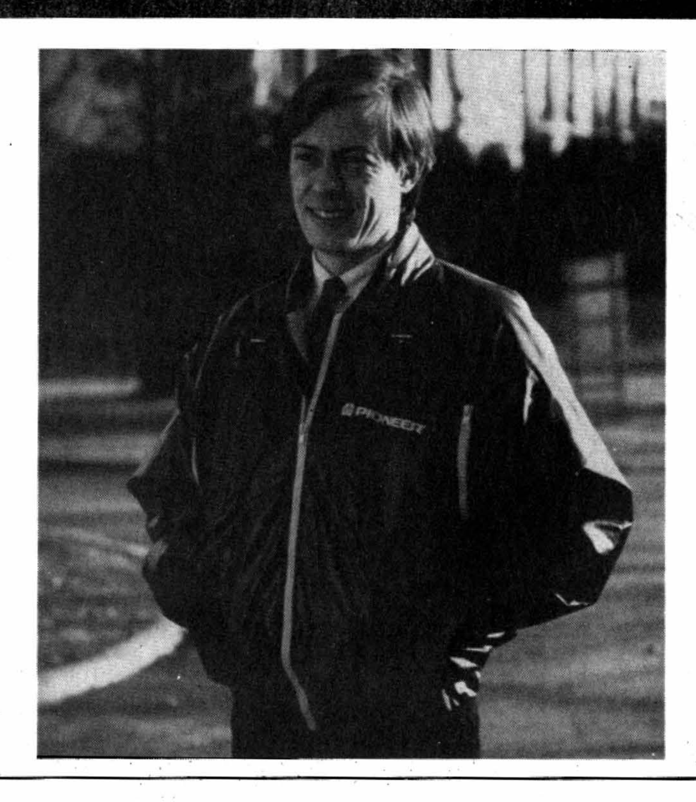
Conclusion

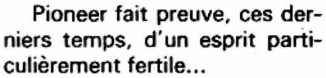
Nous souhaitons vous avoir intéressés avec ce petit montage de test simple dont le prix de revient est inversement proportionnel aux services rendus. Sa facilité de construction est un atout supplémentaire parmi les arguments qui incitent à sa réalisation.

C. TAVERNIER

Bloc-notes

LE PIONEER SOUND JACKET





Pioneer fait preuve, ces derniers temps, d'un esprit particulièrement fertile...

Après plusieurs innovations technologiques remarquables, Pioneer nous propose aujourd'hui un nouveau concept en matière d'écoute personnelle. Le baladeur et son casque, aussi mini soit-il, impose d'avoir quelque chose sur la tête en général et sur les oreilles en particulier...

Les « Pioneer Sound Jackets » vous libèrent de tout casque d'écoute. Ces élégants vêtements de sport comportent en effet un haut-parleur sur chaque épaule. Extra-plats, ils sont, bien sûr, totalement insensibles à l'eau. Qu'il neige, qu'il pleuve, que vous fassiez du ski ou de la planche à voile, il y a un « Pioneer Sound Jacket » portant la griffe d'un grand styliste italien...

Sachez encore que chaque modèle est équipé d'un booster sur lequel vous branchez votre baladeur...

La qualité sonore est étonnante, le look à couper le souffle, où que vous alliez en « Pioneer Sound Jacket »... Succès garanti !

AMPLIFICATEURS LINÉAIRES DECAMÉTRIQUES LARGE BANDE 2 A 30 MHz

Soit qu'il ait réalisé lui-même son petit transceiver, soit qu'il utilise un transceiver de faible puissance du commerce (« Argonaut », par exemple), le radioamateur peut souhaiter un jour trafiquer avec une puissance plus importante ; l'emploi d'un amplificateur linéaire est alors tout indiqué. Dans la 11e édition de notre ouvrage, « L'Emission et la réception d'amateur », à partir de la page 567, nous avons publié la description d'un tel amplificateur (180 W – PEP ; alim. 12 à 13,6 V)... et nous pouvons dire qu'il a connu un franc succès !

Aussi avons-nous décidé d'accroître le choix possible de nos amis radioamateurs en décrivant deux autres montages d'amplificateurs linéaires du même genre dans les lignes qui suivent, l'un de 80 W (PEP) avec alimentation sous 12,5 V, l'autre de 160 W (PEP) avec alimentation sous 28 V.

Bien entendu, les montages proposés ci-après sont entièrement transistorisés et mettent également en œuvre la technique des circuits couplés sur ferrite à très large bande ; il n'y a donc aucun circuit accordé à régler sur l'amplificateur (ni commutations à effectuer) lorsqu'on change de gamme sur le transceiver.

Pour mener à bien les réalisations de nos maquettes, nous nous sommes largement inspirés des montages proposés par la Notice d'Application AN-593 de Motorola. L'amplificateur 80 W avec alimentation 12 V convient parfaitement aux équipements mobiles ; au contraire, l'amplificateur 160 W avec alimentation 28 V est plus particulièrement désigné pour les équipements fixes. Il va sans dire que les transistors de puissance de sortie, notamment, doivent être montés sur des radiateurs ; néanmoins, un refroidissement par circulation forcée d'air (ventilateur) n'est pas obligatoire pour un fonctionnement intermittent, comme c'est le cas en trafic radioamateur.

Amplificateur 160 W/28 V max

L'amplificateur proposé permet de délivrer une puissance de sortie de 160 W – PEP pour une puissance de l'ordre de 0,5 W appliquée à l'entrée. Entrée et sortie sont conçues pour des impédances de 52 Ω. A la puissance maximale, les niveaux de suppression des harmoniques en fonction de la fréquence sont indiqués par le tableau 1 ci-contre.

Harmoniques		2	3	4	5
Fréquences	3 MHz	– 16 dB	– 30 dB	– 22 dB	– 37 dB
	6 MHz	– 15 dB	– 20 dB	– 21 dB	– 37 dB
	12 MHz	– 16 dB	– 24 dB	– 22 dB	– 34 dB
	30 MHz	– 35 dB	– 20 dB	– 51 dB	– 44 dB

Notons, cependant, que les valeurs mesurées et indiquées peuvent être altérées s'il y a une désadaptation d'impédance importante, tant en entrée qu'en sortie de l'amplificateur.

La figure 1 représente le schéma général du montage. Deux transistors (Q_2 et Q_3) du type 2N5942 équipent l'étage de sortie push-pull de puissance classe B ; ces deux transistors doivent être soigneusement **appariés** afin d'obtenir un fonctionnement parfaitement symétrique de cet étage. Pour une amplification linéaire à large bande, le courant de repos dans le collecteur de chaque transistor doit être **identique** et compris entre 60 et 80 mA seulement. Certes, un courant de repos plus important réduit le produit de distorsion par intermodulation du 5e ordre mais a peu d'effet sur le produit du 3e ordre (sauf aux faibles puissances) ; or le produit du 3e ordre est généralement beaucoup plus significatif, voire gênant, que celui du 5e ordre. Nous nous en tiendrons donc aux intensités de repos indiquées.

Un dispositif de réglage de polarisation (D_1 + Q_4 + Pot. lin. de 1 kΩ) permet l'ajustage du courant de repos tant pour l'étage de puissance (Q_2 + Q_3) que pour l'étage driver (Q_1). Notons au passage que ce

système de polarisation peut être mis en œuvre et convient parfaitement, même si l'amplificateur est alimenté sous une tension inférieure à 28 V.

L'étage driver est équipé d'un transistor 2N6370 (Q_1) dont le courant collecteur de repos doit être de 10 à 15 mA ; une intensité différente entraîne une mauvaise linéarité et dégrade l'efficacité du driver pour l'attaque de l'étage push-pull final.

Pour compenser les éventuelles variations de puissance HF de sortie tout au long de la bande de fréquences de 3 à 30 MHz, une contre-réaction en tension est appliquée à l'étage de sortie et à l'étage driver ; vers 3 MHz, on a, approximativement, 4,5 dB de contre-réaction sur l'étage final et 15 dB sur l'étage driver. Cette disposition fait que la variation de puissance mesurée, pour la bande de fréquences indiquée, n'est que de 0,5 dB environ.

Caractéristiques des matériels
(non indiquées sur la fig. 1)

Ch_1 : bobine d'arrêt moulée 0,33 µH.
Ch_2, Ch_4, Ch_5 : bobines d'arrêt moulées 10 µH.
Ch_3 : bobine d'arrêt 1,8 µH.
Ch_6, Ch_7 : bobines d'arrêt moulées, 0,22 µH.
Fxc_1, Fxc_2 : 3 perles de ferrite sur chaque connexion.
Q_1 : 2N6370 (Motorola).
Q_2, Q_3 : 2N5942 (Motorola).
Q_4 : 2N5190 (Motorola).
D_1 : 1N4001 (ou similaire).
D_2 : 1N4997 (ou similaire).

La résistance de 0,85 Ω (émetteur de Q_1) est constituée par quatre résistances de 3,3 Ω, 0,25 W soudées en parallèle.

Les condensateurs de 140 pF du circuit de sortie sont constitués chacun par deux condensateurs mylar de 68 nF soudés en parallèle.

Fabrication des bobinages

Tous les bobinages T_1, T_2, T_3 et T_4 sont en quelque sorte des transformateurs « balun » ; ils sont tous réalisés sur des tores de ferrite et bobinés avec deux conducteurs en mains (simultanément côte à côte), chaque conducteur étant lui-même fait de deux fils de cuivre émaillé torsadés, comme il est montré sur la figure 2.

On commence donc par la préparation de ces divers conducteurs torsadés aux longueurs largement suffisantes et en utilisant du fil de cuivre émaillé de 4, 5, ou 6/10 de mm, selon le cas, comme il sera précisé plus loin. Deux à trois torsades par centimètre de longueur suffisent. Bien entendu, les extrémités **a** et **b** des deux fils seront soudées pour ne former qu'un seul conducteur électrique.

T_1 : Ce bobinage transforme l'impédance d'entrée de 52 Ω en 13 Ω requise pour l'attaque correcte de la base de Q_1 (rapport 4/1). Il est constitué par six tours de deux conducteurs torsadés de 4/10e de mm enroulés en même temps, côte à côte, sur un tore type 14 × 9 × 5 de R.T.C. (ferrite 3 E 2). Se reporter à la figure 3 pour le

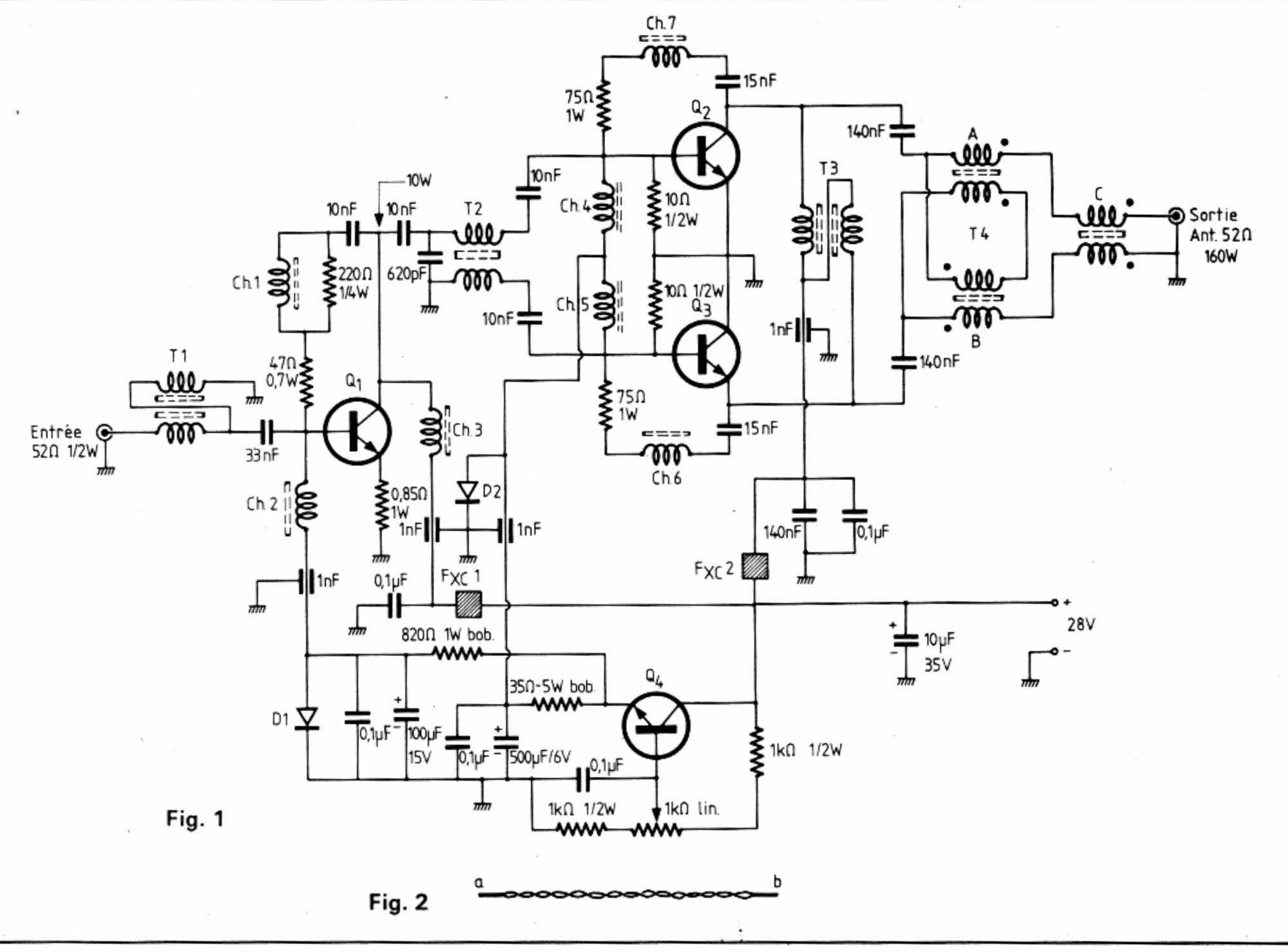


Fig. 1

Fig. 2

mode d'enroulement et le mode de connexion.

Concernant cette figure 3, précisons bien qu'il ne faut y voir que le procédé de fabrication, ainsi que le mode de connexion des enroulements... mais surtout pas les nombres de tours que nous précisons **dans le texte** et que l'on respectera.

T_2 : Transformateur de rapport 1/1 ; il est constitué par six tours de deux conducteurs torsadés de 5/10 de mm enroulés en même temps, côte à côte, sur un tore identique au précédent (voir figure 3 pour le mode de connexion).

T_3 : Bobinage d'arrêt pour les collecteurs de Q_2 et Q_3 ; il est fait de quatre tours de deux conducteurs torsadés de 6/10 de mm enroulés en même temps, côte à côte, sur un tore de ferrite identique à celui utilisé pour T_1. Le mode de connexion entre les deux enroulements est également le même ; néanmoins, pour T_3, le point « entrée » aboutit à un collecteur (Q_2), le point « masse » aboutit à l'autre collecteur (Q_3), et le point commun des deux enroulements, marqué « sortie » est, alors connecté à l'alimentation.

T_4 : Transformateur balun, rapport 1/4. Nous avons tout d'abord les enroulements A et B constitués chacun par cinq tours de deux conducteurs torsadés de 5/10 de mm enroulés en même temps, côte à côte, sur un tore type 23 × 14 × 7 de R.T.C. (ferrite 3 E 2). Puis, sur le même tore évidemment, nous avons l'enroulement C, comportant 8 tours de deux conducteurs torsadés de 5/10 de mm, enroulés en même temps, côte à côte. Se reporter à la figure 3 pour le mode de connexion entre ces divers enroulements, ainsi qu'à la figure 4 représentant schématiquement le circuit équivalent.

Pour en terminer avec ce montage, ajoutons que l'implantation des composants sur la plaquette est conforme au schéma théorique de la figure 1 ; en d'autres termes, il faut s'astreindre à respecter parfaitement la **symétrie,** notamment en ce qui concerne l'étage push-pull final. La figure 5 représente le brochage des transistors utilisés ; elle indique aussi, d'ailleurs, le brochage des transistors 2N6367 et 2N6368, employés dans le montage suivant.

Du point de vue réalisation pratique, comme à l'accoutumée, plusieurs solutions sont possibles, et, bien entendu, nous laissons le choix au réalisateur. Par exemple, on peut utiliser une plaquette perforée pastillée ou une plaquette entièrement cuivrée sur une face (ce qui servira de plan de masse) et percée à la demande ; dans tous les cas, le câblage par « wrapping » est souhaitable, la mise au point étant alors grandement facilitée.

Les circuits d'alimentation et de polarisation doivent être bien séparés des étages d'amplification proprement dits. Les découplages doivent être énergiques et efficaces, ce qui implique des retours à la masse aussi courts et directs que possible.

La plaquette supportant les composants pourra être montée sur un ou deux radiateurs à ailettes en aluminium noirci : soit un seul radiateur de mêmes dimensions (ou à peu près) que celles de la plaquette ; soit deux radiateurs distincts, l'un pour le driver, l'autre pour l'étage push-pull de sortie. Dans ce domaine (refroidissement), on le sait, diverses solutions pratiques sont également possibles ; mais dans tous les cas, les embases Q (fig. 5) des transistors devront être énergiquement vissées sur le ou les radiateurs.

Nous ne nous étendrons donc pas davantage sur ces divers points d'ordre pratique, la construction d'amplificateurs HF de ce genre n'étant pas, il faut bien le dire, du domaine du débutant.

En fonctionnement intermittent (radioamateur), il est possible d'obtenir 200 W (PEP) avec 28 V max pour l'alimentation, 160 W pour 26 V, 130 W pour 24 V et environ 80 W pour 22 V. L'intensité totale consommée en crête est de l'ordre de 13 A.

●

Amplificateur 80 W/12,5-13,6 V

Le schéma de cet amplificateur fait l'objet de la figure 6. Il met en œuvre un transistor 2N6367 (Q_1) à l'étage driver suivi d'un étage push-pull de puissance comportant deux transistors 2N6368 (Q_2 et Q_3). Le transistor driver 2N6367 est prévu pour délivrer une puissance de 9 W

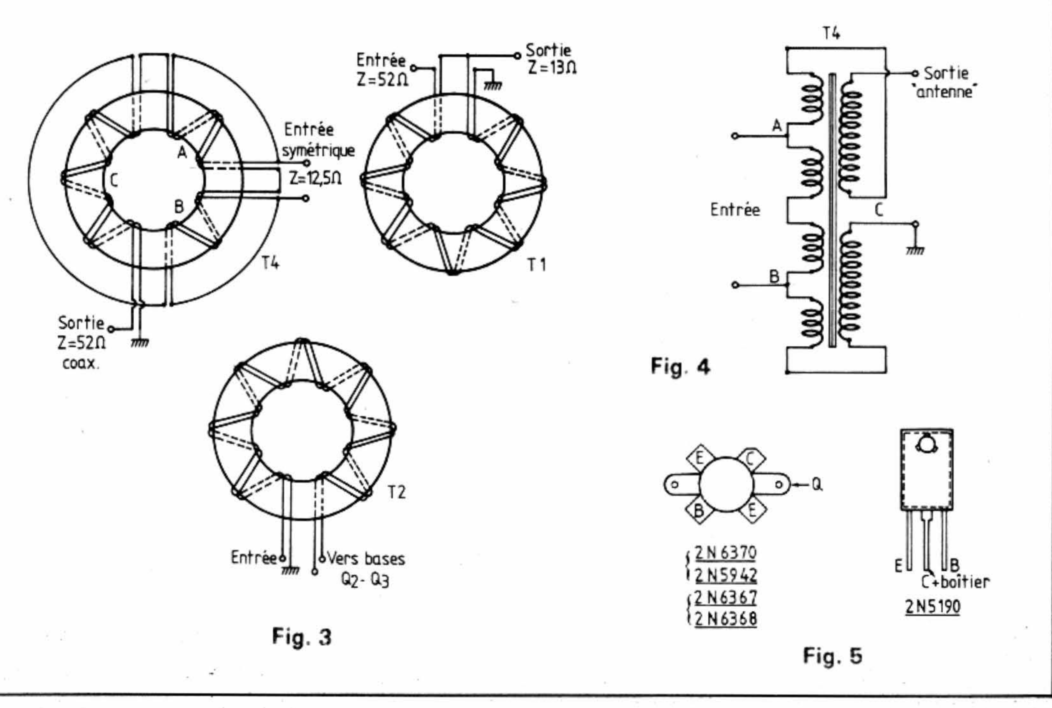


Fig. 3

Fig. 4

Fig. 5

(PEP) ; ici, nous ne lui demandons que 5 W... avec pour résultat un produit de distorsion par intermodulation de, seulement, – 37 à – 38 dB, à 30 MHz. Le courant de repos de ce transistor driver est réglé entre 35 et 40 mA.

Le courant de repos des transistors de l'étage de sortie classe B est normalement de 50 mA (pour chacun) ; mais on peut aller jusqu'à 60 mA sans altérer la linéarité.

Les niveaux de suppression des harmoniques en fonction de la fréquence sont indiqués par le tableau 2 ci-dessous.

Harmoniques	2	3	4	5
Fréquences 3 MHz	– 19 dB	– 15 dB	– 26 dB	– 29 dB
6 MHz	– 17 dB	– 18 dB	– 23 dB	– 35 dB
12 MHz	– 30 dB	– 20 dB	– 28 dB	– 34 dB
30 MHz	– 35 dB	– 25 dB	– 50 dB	– 62 dB

Bien entendu, comme précédemment, les valeurs mesurées ne sont valables que pour des adaptations d'impédance correctes à l'entrée comme à la sortie de l'amplificateur. Comme précédemment aussi, les deux transistors Q_2 et Q_3 de l'étage final doivent être soigneusement appariés pour l'obtention d'un fonctionnement parfaitement symétrique.

Nous avons également des circuits de contre-réaction sur l'étage driver et sur l'étage final permettant de niveler la puissance HF de sortie tout au long de la bande de fréquences de 3 à 30 MHz. Pour une tension d'alimentation de 12,5 V, cette puissance de sortie PEP se maintient aux environs de 80 W (± 1 dB) sur toute la gamme, avec une puissance de 0,2 W (PEP) seulement, appliquée à l'entrée. L'intensité totale **de crête** consommée est de l'ordre de 14 A.

Caractéristiques des matériels
(non indiquées sur la fig. 6)

Ch_1 : bobine d'arrêt moulée 0,22 μH.
Ch_2, Ch_6, Ch_7 : bobines d'arrêt moulées 10 μH.
Ch_4, Ch_5 : bobines d'arrêt moulées 0,15 μH.
Ch_3 : 1 μH ; 25 tours de fil de cuivre émaillé de 4/10 de mm enroulés sur le corps d'une résistance de 100 Ω, 2 W.
Fxc_1, Fxc_2 : 3 perles de ferrite sur chaque connexion.
Q_1 : 2N6367 (Motorola).
Q_2, Q_3 : 2N6368 (Motorola).
Brochages : voir figure 5.
Diodes de polarisation :
D_1 : 1N4001.
D_2 : 1N4997 ; diode munie d'un refroidisseur à collier fixé sur le radiateur de Q_2 + Q_3 pour compensation thermique du courant de repos.

A la sortie de T_2, les condensateurs de 48 nF sont obtenus par le montage en parallèle d'un condensateur de 15 nF et d'un condensateur de 33 nF (mylar).

Ces capacités (48 nF), ainsi que celles de 560 pF (entre bases et masse), doivent être respectivement égales ; en d'autres termes : rigoureusement appariées, afin d'obtenir une attaque HF bien symétrique de l'étage final.

Le cas échéant, si l'on constatait un produit de distorsion par intermodulation élevé aux fréquences supérieures (vers 30 MHz), il est possible d'agir sur la capacité de 470 pF (en sortie de T_2), ainsi que sur les capacités de 560 pF (entre bases et masse).

Les condensateurs de 140 pF du circuit de sortie sont constitués chacun par deux condensateurs mylar

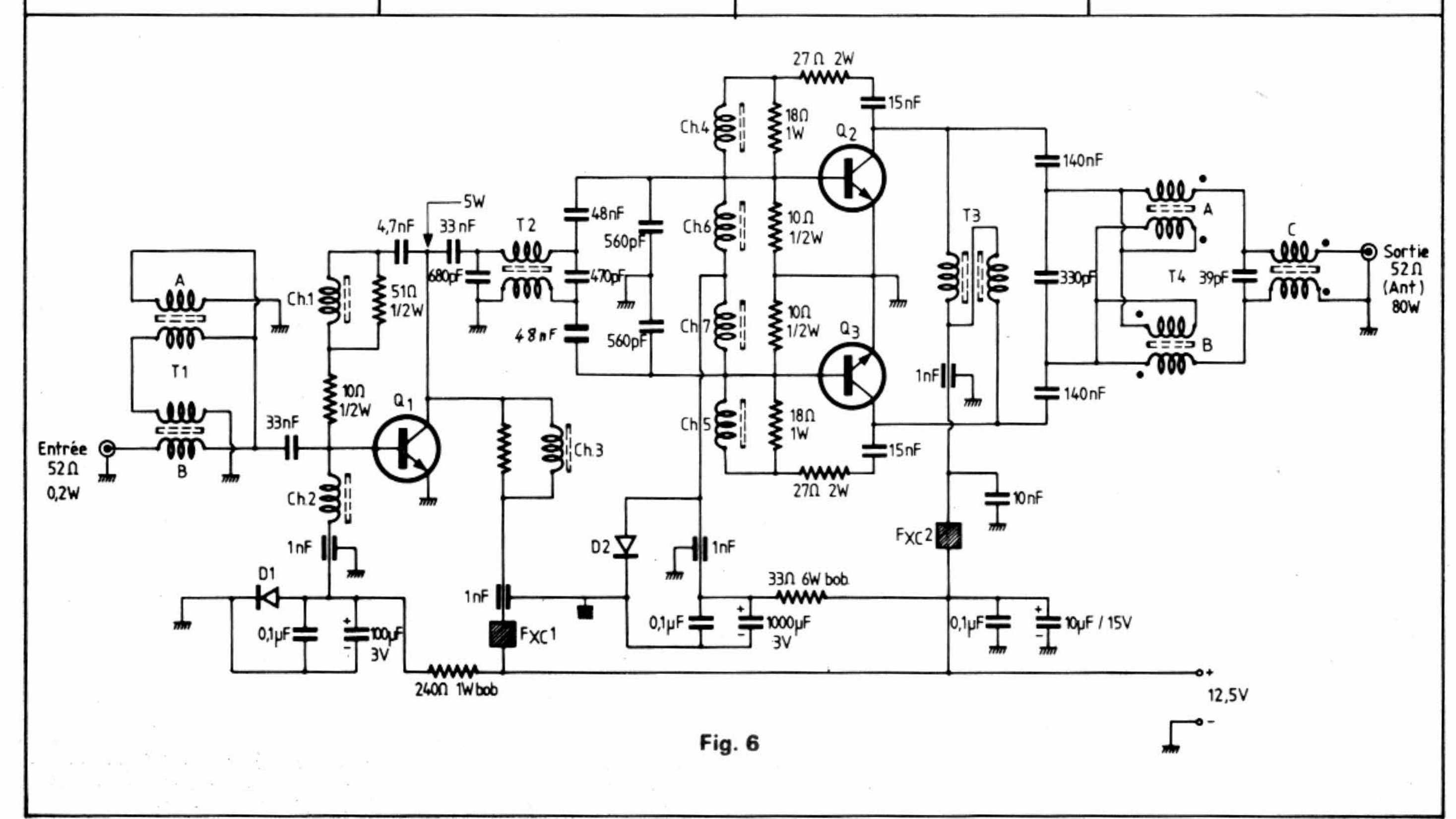


Fig. 6

de 68 nF soudés en parallèle.

Fabrication des bobinages

Comme précédemment, tous les bobinages sont des « baluns » réalisés sur des tores de ferrite et bobinés avec deux conducteurs en mains, simultanément, côte à côte ; ne voulant pas nous répéter, nous prions le lecteur de bien vouloir se reporter au texte concernant le montage précédent.

T_1 : Ce bobinage transforme l'impédance d'entrée de 52 Ω en 6,5 Ω requise pour l'attaque correcte de la base de Q_1. Il est constitué par deux enroulements A et B faits en fils torsadés de 4/10e de mm ; A comporte quatre tours de deux conducteurs torsadés enroulés en même temps, côte à côte ; B comporte huit tours de deux conducteurs torsadés enroulés de la même façon. Le tore de ferrite est du type 14 × 9 × 5 de R.T.C. (qualité 3 E 2). Se reporter à la figure 7 pour les modes d'enroulement et de connexion ; mais, comme nous l'avons dit précédemment, il ne faut voir que cela sur cette figure et ne pas tenir compte des nombres de tours du dessin (se conformer aux nombres indiqués dans le texte). Le circuit équivalent de ce bobinage est schématisé sur la figure 8 ; cet enroulement transformateur peut être considéré comme l'association d'un balun 4/1 (A) à un balun 1/1 (B), ce dernier apportant une soustraction de tension.

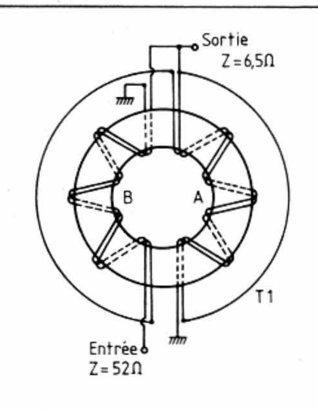
T_2 : Ce bobinage est confectionné comme T_2 du montage précédent, auquel on voudra bien se reporter.

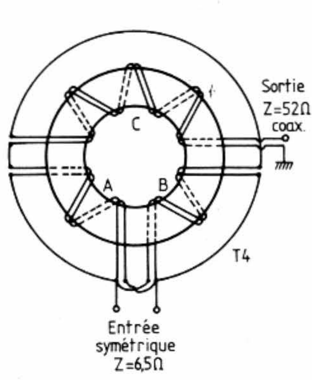
T_3 : Ce bobinage d'arrêt est également réalisé comme T_3 du montage précédent, mais en utilisant du fil torsadé de 8/10e de mm.

T_4 : Transformateur balun. Nous avons tout d'abord les enroulements A et B constitués chacun par 5 tours de deux conducteurs torsadés de 5/10 de mm enroulés simultanément, côte à côte, sur un tore type 23 × 14 × 7 de R.T.C. (ferrite 3 E 2). Puis, sur le même tore évidemment, nous avons l'enroulement C comportant huit tours de deux conducteurs torsadés de 5/10e de mm enroulés en même temps, côte à côte. Se reporter à la figure 7 pour le mode de connexion entre ces divers enroulements, ainsi qu'à la figure 9 représentant schématiquement le circuit équivalent.

En ce qui concerne la réalisation pratique, le lecteur voudra bien se reporter à ce qui a été dit pour le montage précédent : mêmes variantes possibles et mêmes précautions à prendre, cela va sans dire.

Roger A. RAFFIN
F3 AV





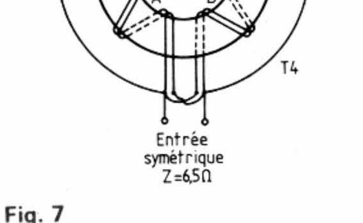


Fig. 7

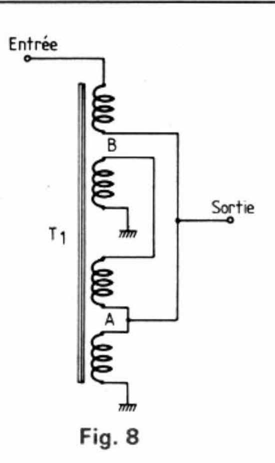


Fig. 8

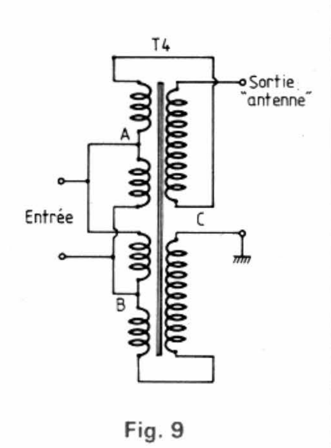


Fig. 9

Bloc-notes

ENSEMBLES D'INTERCONNEXIONS SUR SUPPORTS DE CABLAGE SANS SOUDURE

Importés et distribués par Gradco France, les ensembles d'interconnexions sur supports de câblage sans soudure Data Router de Global Specialties Corporation sont destinés à faciliter le test et le suivi de lignes de données au sein de systèmes informatiques ou de transmissions.

Trois versions, les modèles 125, 225 et 325, sont offerts et comportent tous : deux connecteurs mâle-femelle du type EIA/D au standard RS 232.

Les Data Router 125 et 225 présentent le même support d'interconnexions sur 2 × 35 terminaux offrant 5 contacts reliés électriquement. Le modèle 225 possède en outre 8 diodes témoin destinées à suivre l'activité des signaux présents sur 8 lignes.

Le Data Router 325, en plus des spécifications du Data Router 225, comporte une surface de câblage sans soudure de 1 110 points de contacts, facilitant la conception et l'élaboration de circuits d'interface, de temporisation, de déclenchement, etc.

Les liaisons se font avec de simples straps mono-brin de diamètre maximum de 0,8 mm, et les deux rangées de points terminaux accédant aux connecteurs RS 232 sont référencées aux mnémoniques EIA.

Les Data Router conviennent ainsi tout particulièrement au test comme au suivi de lignes de transmission de données, à l'étude, l'adressage, comme à la modification de lignes de signaux.

Montés sur des pieds en caoutchouc, leur encombrement est, pour les modèles 125 et 225 de 100 × 140 mm et, pour le modèle 325, de 165 × 280 mm.

Suite de la page 62

ment, le gain est lui aussi de plus en plus important (le nombre de dB étant un rapport de puissance avec celle d'une antenne isotropique constituée par un seul dipôle).

D'autre part, il importe de savoir si les stations FM que vous désirez recevoir sont toutes dans la même direction. Dans l'affirmative, vous pouvez utiliser une antenne extérieure directionnelle précisément calée dans la direction des émetteurs. Par contre, si les émetteurs se situent dans tous les azimuts, il faut que l'antenne directive soit orientable (montée sur un rotor), ou bien il faut employer une antenne extérieure omnidirectionnelle (mais ce type d'antenne ne présente jamais un gain aussi grand qu'une antenne directive).

Quant aux amplificateurs d'antenne, ils sont intéressants lorsqu'ils sont montés au ras de l'antenne (en haut du mât) et alimentés par l'intermédiaire du câble coaxial de descente. Un amplificateur utilisé dans l'appartement, juste à l'entrée de l'appareil (tuner FM ou téléviseur) ne présente pratiquement aucun intérêt car il amplifie à égalité signal utile et souffle.

●

RR – 03.09-F : M. André DOYAT, 40 DAX :

1° désire connaître les caractéristiques et le brochage des lampes d'émission 12 BY 7 A et 6146 B ;

2° nous entretient d'un dispositif alimentant un moteur ;

3° nous demande conseil pour le remplacement de diodes redresseuses.

1° Caractéristiques du tube **12 BY 7 A** (driver HF) :

Chauffage = 6,3 V 0,6 A ou 12,6 V 0,3 A. Va = 250 V ; Vg_2 = 150 V ; Rk = 68 Ω ; Ia = 25 mA ; Ig_2 = 6 mA ; Vg_3 = 0 V ; ρ = 90 kΩ ; k = 1 200 ; S = 12 mA/V.

Caractéristiques du tube tétrode à faisceaux dirigés **6146 B** (ampli HF de puissance) :

Chauffage = 6,3 V 1,125 A. F max = 60 MHz ; Wa = 35 W (dissipés).

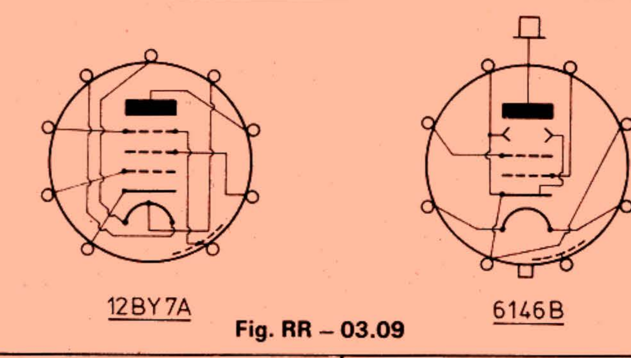


Fig. RR – 03.09

Conditions en amplificateur HF classe C :

Va = 750 V ; Vg_2 = 200 V ; Vg_1 = –77 V ; Ia = 160 mA ; Ig_2 = 10 mA ; Ig_1 = 2,7 mA ; Wg_1 = 0,3 W-HF ; Wo = 85 W-HF.

Les brochages de ces deux tubes sont représentés sur la figure RR – 03.09.

2° La puissance absorbée par un moteur au démarrage dépend du type de moteur considéré. Ce sont les moteurs alternatifs monophasés à démarrage par condensateur qui présentent les crêtes les plus importantes dans ce domaine, crête pouvant atteindre 5 à 10 fois la consommation normale. Bien évidemment, cette crête ne dure qu'une toute petite fraction de seconde.

3° On peut toujours remplacer un pont de diodes ou des diodes redresseuses par d'autres composants de mêmes types, mais présentant des caractéristiques électriques **supérieures** tant au point de vue tension qu'intensité... sans le moindre risque pour l'alimentation. Par contre, l'inverse pourrait présenter un certain danger et n'est nullement conseillé.

●

RR – 03.10 : M. Jean FONTENAY, 75008 PARIS :

1° nous demande les caractéristiques et les correspondances éventuelles de différentes diodes ;

2° même question se rapportant à divers transistors japonais.

1° Caractéristiques et correspondances des diodes suivantes :

OA 70 : germanium ; tension inverse de crête = 15 V ; intensité directe max = 10 mA (détection jusqu'à 100 MHz).

Correspondances : AA 116, AA 138, AA 143, AA 121, 1N 60, SD 60.

OA 79 : germanium ; tension inverse de crête = 40 V ; intensité directe max = 10 mA.

Correspondance : AA 113.

OA 81 : germanium ; tension inverse de crête = 115 V ; intensité directe max = 30 mA.

Correspondances : AA 117, AA 144, 1N 38, SD 38.

OA 85 : mêmes caractéristiques que OA 81 et mêmes correspondances.

OA 202 : diode de commutation au silicium ; tension inverse de crête = 150 V ; intensité directe max = 30 mA ; temps de commutation = 3,5 µs.

Correspondances : BAY 45, BAY 88, BAY 21, BAX 17, 1S 182.

2° Caractéristiques **maximales** et correspondances des transistors japonais suivants :

A 720 : silicium PNP ; 60 V ; 0,5 A ; 0,4 W.

Correspondances : BC 327, BC 297, BC 727, BC 638, 2N 2906 ou 2907.

A 817 : silicium PNP ; 70 V ; 0,75 A ; 0,6 W.

Correspondances : BC 490, BC 528, BC 640.

B 595 : silicium PNP ; 100 V ; 5 A ; 40 W.

Suite page 102

Suite de la page 99

Correspondances : BD 244 C, BD 602, BD 610.
C 1986 : silicium NPN Darlington ; 100 V ; 6 A ; 40 W.
Correspondances : BD 267 B, BF 649, BD 701.
C 1318 : silicium NPN ; 60 V ; 0,5 A ; 0,4 W.
Correspondances : BC 487, BC 537, BC 637, 2N 2220 ou 2222.
C 1627 : silicium NPN ; 70 V ; 0,2 A ; 150 MHz.
Correspondances : BC 174, BC 182, BC 190, BC 546.
D 525 : silicium NPN ; 100 V ; 5 A ; 40 W.
Correspondances : BD 243 C ; BD 601.
D 526 : silicium NPN ; 80 V ; 4 A ; 30 W.
Correspondances : BD 241 B ; BD 243 B ; BD 579 ; BD 589.

●

RR – 03.11-F : M. Pascal HERMET, 59 VALENCIENNES :

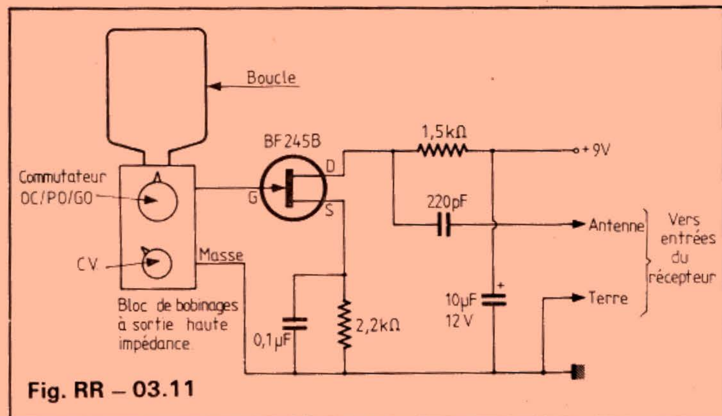


Fig. RR – 03.11

1° possède un ancien cadre-collecteur d'ondes à boucle avec son bloc de bobinages correspondant (pour lampe EF 41), mais voudrait remplacer cette dernière par un transistor ;

2° nous demande conseil pour l'emploi d'un démagnétiseur de têtes de magnétophone.

1° Nous vous prions de bien vouloir vous reporter au schéma représenté sur la figure RR – 03.11. Nous vous indiquons l'utilisation de votre bloc de bobinages pour cadre-boucle à sortie haute impédance, montage comportant un transistor FET très courant du type BF 245 B utilisé en amplificateur (en lieu et place du tube EF 41 d'origine).

2° Nous tenons à vous rassurer en ce qui concerne l'emploi de votre démagnétiseur. Vous pouvez soit l'appliquer contre la tête et mettre le courant ensuite, soit au contraire mettre le courant d'abord et approcher le démagnétiseur de la tête ensuite... Cela n'a pas d'importance.

Par contre, ce qui est absolument **impératif** est d'éloigner très lentement le démagnétiseur de la tête et de ne couper le courant que lorsque la distance est suffisante (à 1 mètre, vous êtes parfaitement tranquille !).

Il n'existe pas de moyen particulier pour vérifier si une tête est magnétisée ou non. Une tête magnétisée, nous l'avons dit souvent, cela se traduit par un rapport de souffle élevé et surtout par un affaiblissement très caractéristique des aiguës.

●

RR – 03.07-F : M. Michel PALIARD, 93 PANTIN :

1° nous demande les caractéristiques et surtout les correspondances de différents transistors équipant un appareil soviétique de marque Orsowe ;

2° désire connaître les caractéristiques et le brochage du circuit intégré TDA 2006.

1° Nous sommes désolés, mais il n'existe en Europe (du moins à notre connaissance) aucun manuel technique donnant les caractéristiques des transistors **soviétiques,** ni aucun manuel indiquant leurs correspondances éventuelles.

Nous vous prions de bien vouloir consulter directement votre vendeur à ce sujet.

2° **TDA 2006 :** Il s'agit d'un circuit monolithique prévu pour fonctionner comme amplificateur BF en classe B. Alimentation symétrique ± 12 V ; puissances de sortie = 12 W sur une impédance de 4 Ω ou 8 W sur une impédance de 8 Ω ; distorsions totales = 10 % ; Io max = 3A.

Brochage et schéma d'utilisation : voir figure RR – 03.07.

Fig. RR – 03.07

VENTE PROMOTIONNELLE A DES PRIX FOUS SUIVANT DISPONIBILITE DES STOCKS

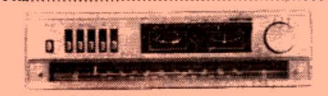
COMPOSEZ VOTRE CHAINE HI-FI A DES «PRIX DINGUES»

Fabrication japonaise



• **Platine tourne-disque grande marque.** Entraînement courroie .... 540 F

Photo non contractuelle



Dim. : 440 x 240 x 58 mm

• **Amplificateur stéréo grande marque.** 2 x 40 W. 8 Ω .... 790 F

• **Tuner PO-GO-FM stéréo** (même présentation). Extra-plat. Accord par diodes électroluminescentes. Prix .... 690 F



• **Tuner PO-GO-FM stéréo.** Indicateurs d'accord et de niveau signal. Prix .... 590 F

(Photos non contractuelles)



• **Platine K7 stéréo.** Chargement frontal. Dolby. Sélecteur de bandes «Métal/Chrome». Vu-mètres. Touches douces. Prix .... 790 F

• Mini-chaîne stéréo intégrée •

«RADIOLA»

- Amplificateur 2 x 8 W.
- Tuner GO-FM stéréo.
- Platine-disques.
- Platine K7.
- 2 enceintes acoustiques.
- Meuble.

L'ensemble .... 1590 F

ELECTROPHONE STEREO



2 x 3 W. réglages grave/aigu. Balance. Platine TD 33/45 tr/mn. Arrêt automatique capot plexi. Livré avec 2 enceintes 5 W/4 Ω .... 390 F

Même modèle avec changeur tous disques .... 490 F

Electrophone mono .... 340 F

ALIMENTATIONS SECTEUR



Entrée : 110/220 V + ou – à la masse.
Sorties : 3, 6 ou 9 V. 300 mA, avec multiprise .... 46 F

ENCEINTES ACOUSTIQUES

50 W. 2 voies. H 500 x L 265 x P 206 mm. **La paire** .... **490 F**

60 W. 3 voies H 570 x L 265 x P 206 mm. **La paire** .... **690 F**

70 W. 3 voies. H 685 x L 320 x P 240 mm. **La paire** .... **990 F**

120 W. 3 voies. 6 HP H 935 x L 320 x P 240 mm. **La paire** .... **1290 F**

170 W. 3 voies. 6 HP H 1045 x L 320 x P 240 mm. **La paire** .... **1950 F**



ENCEINTES ACOUSTIQUES NEUVES



20 W, 2 voies H40 x L24 x P16 **La paire** .... 200 F

40 W, 3 voies façade amovible **La paire** .... 390 F

60 W, 2 voies façade amovible H42 x L26 x P21,5 cm **La paire** .... 450 F

50 W, 3 voies façade amovible H49 x L27 x P22 **La paire** .... 480 F

60 W, 3 voies façade amovible H52 x L29 x P22 **La paire** .... 600 F

MINI-LECTEUR DE K7

Stéréo. Avance rapide. 2 prises casques. Prise alimentation extérieure. Livré avec mini-casque et bandoulière.

Prix .... 199 F

MAGNETO K7 «CROWN»

Enregistrement/lecture Piles/secteur. Micro incorporé, compte-tours, tonalité réglable. Prises enregistrement, micro, écouteur.

Prix .... 340 F

Récepteur

PO-GO-5 OC-FM. Communication A.F.C. Réglages aigu, grave, volume. Indicateur d'accord. Alim. piles ou secteur. Prises magnéto, casque.

390 F

Exceptionnel !

RADIO K7 STEREO «TOSHIBA RT 120S»



PO-GO-OC-FM K7 stéréo. Piles. Secteur.
Ecoute : radio, K7.
Enregistrements : Emissions radio, micro incorporé et micro extérieur. A partir d'un ampli. Arr. automatique.
Dim. 440 x 240 x 118 mm.
4 haut-parleurs .... 880 F

RADIO K7 - Stereo

PO-GO FM K7 stéréo Piles/secteur. Arrêt automatique en fin de bande. Antenne téléscopique.

(Photo non contractuelle)

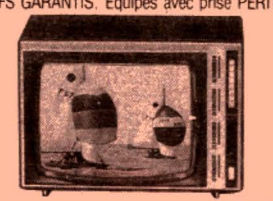
Prix exceptionnel .... 680 F

PO-GO-FM-OC K7 stéréo .... 780 F

PROMOTION «RADIOLA»

TELEVISEURS COULEURS

NEUFS GARANTIS. Equipés avec prise PERITEL



(Photo non contractuelle)

36 cm (RK 301-22) .... 2750 F

36 cm. Télécommande (RK 321-22) .... 2990 F

36 cm. PAL-SECAM (RK 361-22) .... 2950 F

51 cm. PAL-SECAM. **TOSHIBA.** Télécommande .... 3990 F

66 cm (RK 806-22) .... 3990 F

66 cm. Télécommande (RK 826-22) .... 4480 F

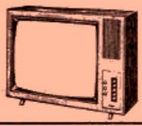


56 cm. Tout écran (RK 703-16) 3190 F

TRES BEAUX TELE. 2° MAIN garantie 1 an

Grande marque française

Téléviseurs noir et blanc



44 cm .... 490 F

51 cm .... 590 F

Photo non contractuelle

Antenne TV intérieure .... 70 F

REGULATEURS AUTOMATIQUES DE TENSION

Spécial TELE COULEUR 200 V/A



Entr. 110, sort. 110.
Entr. 220. Sort. 220.

Super affaire .... 520 F

AMPLIFICATEUR D'ANTENNE 23 dB

se branche directement sur le secteur .... 190 F

14 dB .... 140 F

RADIO-REVEIL ELECTRONIQUE «RADIOLA»

2 gammes d'ondes. Secteur. Affichage digital. Pile de secours sur l'horloge en cas de coupure de courant.

195 F

CASQUES STEREOPHONIQUES



• Modèle avec interrupteur marche / arrêt et dosage à chaque écouteur .... 68 F

PROGRAMMATEURS



3500 W - 220 V

Programmation sur 24 heures

Prix .... 130 F

Programmation sur 7 jours

Prix .... 160 F

BLAUPUNKT «AVORIAZ SM 22»



- Autoradio. PO-GO 2,5 W. FM et K7 stéréo.
- 7 stations préréglées en GO.
- 5 présélections FM.
- Recherche électron. FM/PO.
- Affichage LCD. Possibilité de 4 haut-parleurs.

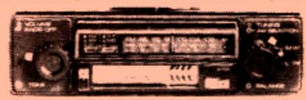
Prix .... 1090 F

• AUTORADIO •

PO-GO-OC-FM.

Prix .... 240 F

PROMOTION AUTORADIO K7



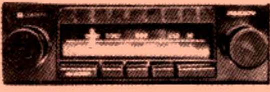
(Photo non contractuelle)

PO-GO-FM stéréo K7 stéréo .... 490 F

GO-FM stéréo. K7 stéréo. Avec tiroir antivol .... 540 F

AUTORADIO «VOXSON»

Sans précédent : la musique à bas prix...



PO.GO. 3 stations préréglées. Lecteur de cartouches 8 pistes 2 x 5 W stéréo.

Prix .... 99 F

ADAPTATEUR



Adaptateur de K7 stéréo pour lecteur de cartouche 8 pistes.

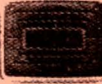
Prix .... 199 F

LECTEUR DE K7 STEREO

2 x 6 W

179 F

• HAUT-PARLEUR • EN COFFRET AVEC AMPLIFICATEUR



2 entrées : 4 Ω. Puissance : 6 W. B.-P. 45 à 20000 Hz
Alim. : 12 V. Négatif à la masse.

Prix .... 50 F

Haut-parleur pour voiture. Prix .... 30 F

CASSETTES

C 60 ferro Radiola .... 8 F

COURSES DE VOITURES

1) Circuit guide **Formule 1.** Longueur 5,8 m. Livré avec 2 voitures et compte-tours .... 220 F

2) Circuit piste libre **double danger.** 2 voitures. Dim. 4,40 m. Possibilité dépassement .... 260 F

3) Circuit piste libre **2 camions américains éclairés** + Voiture obstacle. Dim. : 5,90 m. Dépassement .... 290 F

Vend au détail, au prix de gros

COMPTOIR RADIO ELECTRIQUE

ENTREPOTS et EXPEDITIONS : 94 quai de la Loire, 75019 Paris. Tél. 205.03.81. M° Crimée
41 bis, quai de la Loire (face au 90) Angle 157 rue Crimée, 75019 Paris.
245, rue du Fg St-Martin, 75010 Paris. Tél. 607.47.88. M° Jaurès - Louis Blanc.
Zone Indust. 1387 route de Gratadis. 83530 AGAY - Tél. (94) 82.83.06.

• CONDITIONS SPECIALES POUR LES PROFESSIONNELS • PARKING DANS LA COUR

Prix établis au 01.05.84

Initiation à la pratique de l'électronique

ALIMENTATION SECTEUR

Une tension continue est toujours nécessaire pour alimenter un montage d'électronique.
Beaucoup d'électroniciens utilisent des piles pour l'alimentation de leurs circuits. Il faut dire que la pile plate de 4,5 V, avec ses trois éléments et ses lames flexibles, est vraiment très pratique. Souhaitons que ce modèle soit disponible encore pendant longtemps, car on ne le rencontre plus guère qu'en France. Les deux classes de piles les plus courantes sont les piles « salines » et les « alcalines ». Les premières suffisent pour l'alimentation des circuits électroniques, leurs performances sont excellentes. Les piles alcalines, reconnaissables par leur boîtier noir, sont plutôt réservées aux utilisations intensives, pour faire tourner un moteur de magnétophone ou de caméra, ou encore pour fournir l'énergie à un flash électronique.
Les piles ont un intérêt certain pour les applications mobiles, mais en fixe, dans son laboratoire personnel, une alimentation secteur est indispensable. Aujourd'hui nous parlerons de ce type d'alimentation, principalement de la partie redresseur. Il en existe de différents types, il est bon d'en connaître le fonctionnement afin d'être à même de choisir aussi bien le circuit le mieux adapté aux besoins, que les diodes qui le composeront.
Le mois prochain nous traiterons plus particulièrement des procédés de stabilisation.

Alimentation secteur

Vous avez décidé de vous lancer dans la construction de montages électroniques. Pour les alimenter, vous avez rejeté la solution « piles » parce que vous savez par expérience qu'elles s'usent quand même assez rapidement et que leur prix n'est pas négligeable, aussi voulez-vous investir dans une alimentation secteur.

Une alimentation secteur est une chose facile à réaliser. Vous aurez tout intérêt à monter une alimentation stabilisée. Celle-ci a pour fonction de transformer la tension alternative du secteur en une tension continue, dont la valeur reste la même quel que soit le débit demandé par le circuit d'utilisation.

Une telle alimentation se compose de plusieurs parties :
– un transformateur,
– un redresseur,
– un filtre,
– une stabilisation.

Nous verrons qu'avant tout il faut connaître la tension et l'intensité continue dont on a besoin.

Pour les circuits les plus courants, une tension de 5 V est utilisée pour l'alimentation des circuits intégrés logiques TTL. Les transistors fonctionnent généralement avec une tension de 9 ou 12 V. Quant aux amplis opérationnels, la plupart d'entre eux nécessitent une tension de ± 15 V.

Pour les petits montages, une alimentation devrait au moins se composer d'une source de + 5 V pouvant débiter 1,5 A et d'une source de 12 V (0,2 A).

Le transformateur

C'est un dispositif composé généralement de deux enroulements placés autour d'un noyau magnétique (voir « le Haut-Parleur » n° 1701, page 127). Un transformateur dont l'enroulement primaire est connecté aux 220 V du secteur peut transformer cette tension en valeur plus forte ou plus faible suivant que l'enroulement secondaire comporte plus ou moins de tours que le primaire.

Pour notre application (alimentation de transistors), le transformateur abaissera la tension secteur (220 V) à une tension supérieure de quelques volts à la tension continue demandée. Il devra pouvoir fournir un courant au moins égal au courant continu souhaité.

Un transformateur est caractérisé par sa tension primaire, sa tension secondaire et sa puissance. Cette dernière est égale au produit : Tension secondaire × Courant secondaire.

Plus la puissance est élevée, plus le transformateur est gros. Pour nos montages, un modèle four-

nissant une tension de 15 V pour une puissance de 3 à 3,5 W sera le bienvenu (15 V × 0,2 A).

Le redresseur

Le but de l'élément branché au secondaire est de « redresser » la tension alternative afin de parvenir à la première étape pour l'obtention de la tension continue. Cet élément, appelé redresseur, peut être mono-alternance ou bi-alternance.

La figure 1 nous montre la forme des tensions avant et après le redresseur. A la sortie de celui-ci la tension ne varie plus autour de zéro comme c'est le cas pour la tension alternative, mais elle est composée uniquement d'alternances positives. La tension à la sortie du redresseur bi-alternance sera plus facilement transformée en tension continue puisque le nombre d'alternances est double (le filtrage sera plus efficace). Egalement, l'amplitude de la composante alternative est plus faible, donc sera plus facile à éliminer.

Composition du redresseur

Un redresseur est constitué d'une ou de plusieurs diodes.

Une diode, nous l'avons vu (« le Haut-Parleur » n° 1686), est un composant ne laissant passer le courant que dans un seul sens. Une diode pourrait être comparée à un interrupteur qui ne se fermerait qu'à une certaine condition : la tension appliquée sur son anode doit être positive par rapport à sa cathode.

La cathode de la diode est généralement repérée par un anneau peint du côté de cette électrode. Si jamais le marquage était effacé, un moyen simple permettant de retrouver la sortie cathode est de placer la diode en série avec une ampoule (3,5 V, 0,1 A) et de placer le tout aux bornes d'une pile 4,5 V (fig. 2). L'ampoule ne s'allumera que lorsque l'anode sera du côté « plus » de la pile (ou, ce qui revient au même, si la cathode se trouve du côté « moins »). C'est également un bon moyen pour contrôler le bon état de la diode. En inversant la polarité de la pile, l'ampoule doit rester éteinte. Attention : cet essai ne convient que pour les diodes de redressement qui sont prévues pour un courant direct d'au moins 100 mA (diode 1 N4148).

Pour le redresseur, nous pourrons utiliser 1, 2 ou 4 diodes. Elles seront du type « basse tension » (40 V) pouvant supporter 0,5 A.

Redresseur mono-alternance

Celui-ci est composé d'une seule diode placée en série dans le circuit (fig. 3). Entre l'extrémité « + » et la masse, nous n'avons qu'une alternance sur deux comme indiqué sur la figure 1. En plaçant aux bornes du circuit d'utilisation un condensateur d'assez forte valeur (au moins quelques microfarads), nous obtenons une tension continue positive avec une composante alternative (fig. 4). A la première alternance positive, C se charge à la tension crête de cette alternance (a-b). Entre deux alternances, le condensateur C se décharge à travers le circuit d'utilisation. La tension redressée est donc constituée d'une tension continue (V cont.), légèrement inférieure à la tension crête, et d'une composante alternative (Valt.) qui sera d'autant plus élevée que la résistance du circuit d'utilisation sera faible. Ce montage est peu utilisé, il est intéressant seulement lorsque le circuit d'utilisation ne demande qu'un courant extrêmement faible, car dans ce cas la tension continue reste égale à la tension crête redressée et la composante alternative est nulle.

Avant de passer à d'au-

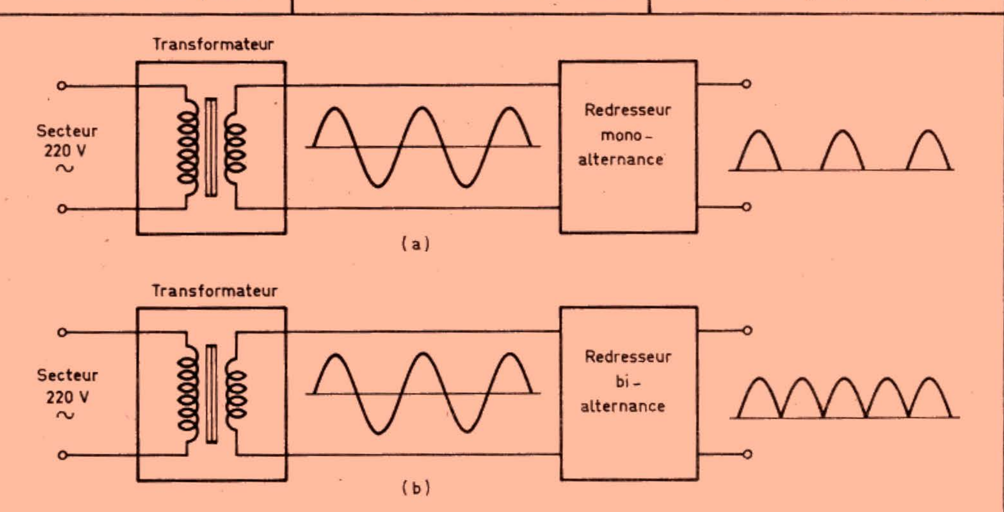


Fig. 1. – Forme de la tension avant et après redressement mono-alternance (a) et bi-alternance (b).

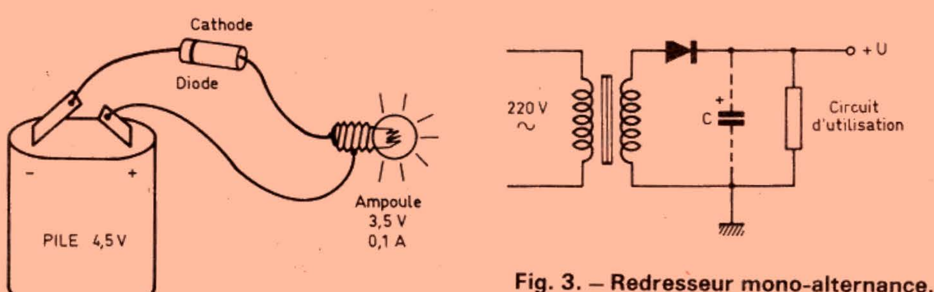


Fig. 2. – Si l'anode se trouve du côté + de la pile, l'ampoule s'allume.

Fig. 3. – Redresseur mono-alternance.

tres types de redresseur, nous voudrions faire quelques remarques sur le fonctionnement de ce circuit. Nous avons sur la figure 5 deux schémas de redresseurs mono-alternances, l'un avec, l'autre sans condensateur. Commençons par celui sans condensateur. A droite, deux schémas équivalents, l'un pour l'alternance positive (diode passante, résistance directe = 5 Ω), l'autre pour l'alternance négative (diode bloquée, résistance inverse = 1 MΩ). Le schéma a été volontairement très simplifié pour mieux en comprendre le fonctionnement et connaître la valeur des tensions aux bornes de la diode et aux bornes du circuit d'utilisation. D'abord le transformateur est remplacé par un générateur en série avec sa résistance interne. La tension fournie par ce générateur est la tension aux bornes du secondaire à vide (c'est-à-dire non branché au circuit d'utilisation). Cette tension est supposée ici être de 10 V crête. La résistance interne de ce générateur équivalent correspond en principe à la résistance ohmique de l'enroulement secondaire. Mettons qu'elle soit de 5 Ω. Pour simplifier, nous disons que la diode présente une résistance directe R_D égale à 5 Ω et une résistance inverse de 1 MΩ. Quant au circuit d'utilisation, il est équivalent à une résistance de 990 Ω.

Pour l'alternance positive, la presque totalité de la tension se retrouve aux bornes de la 990 Ω. Cette tension est de 9,90 V

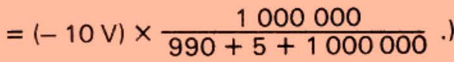
$$= 10\ \text{V} \times \frac{990}{(990 + 5 + 5)}$$

Une très faible tension se trouve donc aux bornes de la diode (diode presque parfaite puisque nous négligeons la tension de seuil de 0,6 V).

Pour l'alternance négative, cette diode présente une résistance inverse très élevée (1 MΩ). Si nous faisons le même calcul que tout à l'heure, nous constatons que la tension (négative) aux bornes des 990 Ω est très faible (– 9 mV environ) et que la presque totalité de la tension se retrouve aux bornes de la diode (tension aux bornes de la charge

$$= (-\,10\ \text{V}) \times \frac{990}{990 + 5 + 1\,000\,000}$$

Tension aux bornes de la diode



$$= (-\,10\ \text{V}) \times \frac{1\,000\,000}{990 + 5 + 1\,000\,000}\ .)$$

Première conclusion : dans un redresseur mono-alternance, sans condensateur, la diode doit supporter une tension inverse égale à la valeur crête de la tension secondaire.

Passons maintenant au deuxième schéma avec condensateur. A chaque alternance positive, le condensateur C se charge à travers la faible résistance directe de la diode. Cette charge se fait de façon instantanée, pour notre exemple la tension aux bornes de C est pratiquement 10 V. Quant à la tension aux bornes de la diode, elle reste très faible.

Pendant les alternances négatives, le condensateur n'est plus alimenté, il se décharge légèrement à travers la résistance d'utilisation, mais on peut considérer que la tension à la sortie est de 10 V. En revanche on remarque que la tension aux bornes de la diode est égale au double de la tension crête fournie par le générateur. En effet, nous avons d'une part la tension négative appliquée, et d'autre part, en série avec celle-ci, la tension aux

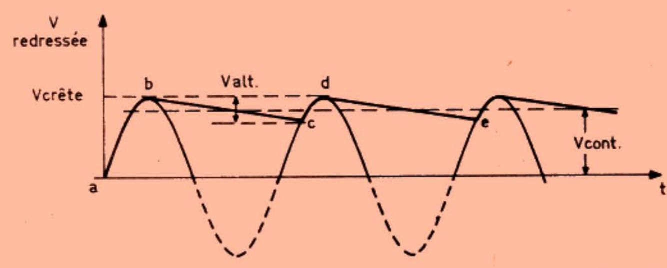


Fig. 4. – Forme d'onde à la sortie du redresseur mono-alternance. Plus la demande de courant est importante, plus la droite bc, dc, est inclinée. Si le courant demandé est infime, la tension continue reste égale à la valeur crête, et la tension résiduelle alternative est nulle.

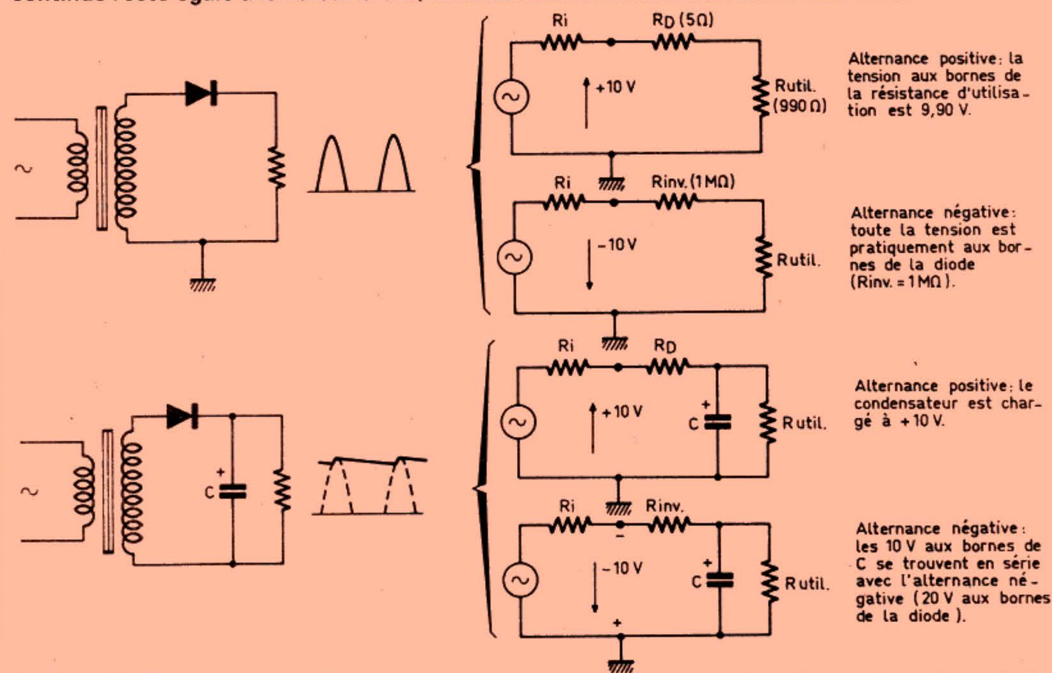


Fig. 5. – Redresseur mono-alternance avec et sans condensateur. A droite sont représentés les schémas équivalents. Le secondaire du transformateur est remplacé par un générateur en série avec sa résistance en série R_1 (résistance de l'enroulement = 5 Ω).

bornes de C. Les polarités sont telles que ces tensions s'ajoutent.

Deuxième conclusion : dans un redresseur mono-alternance, avec condensateur, la diode doit pouvoir supporter une tension inverse égale au double de la valeur crête de la tension secondaire appliquée.

Prenons un exemple. La tension secondaire mesurée au multimètre est de 20 V, c'est-à-dire que la tension crête est de 28,3 V. La valeur limite de la tension inverse de la diode devra être au moins égale à 56,6 V.

Redresseur bi-alternance

Comme nous l'avons dit, on a tout intérêt à employer un redresseur bi-alternance constitué soit de deux diodes, soit de quatre diodes montées en pont.

Le premier circuit (fig. 6) nécessite deux diodes et un transformateur à secondaire à point milieu. Les diodes fonctionnent alternativement.

A la première alternance, mettons qu'elle soit, par rapport à B, positive au point A. La diode D_1 est alors passante et on retrouve aux bornes de R une demi-alternance positive dont la valeur crête est égale à la tension crête de la tension fournie par le demi-secondaire (moins la très faible chute aux bornes de D_1).

A l'alternance suivante (alternance négative), c'est le point B qui est positif par rapport à A. La diode D_2 est passante et on retrouve aux bornes de R une deuxième alternance positive (fig. 7), égale elle aussi à la valeur crête de la demi-tension secondaire.

Pour le redressement mono-alternance, nous avons vu qu'il fallait que le secondaire fournisse une tension crête légèrement supérieure à la tension continue demandée. Par exemple, pour une tension continue de 10 V, il est souhaitable de disposer d'une tension secondaire de valeur crête légèrement supérieure à 10 V, soit au moins 12 V crête. Cette dernière correspond à une valeur efficace de 8,5 V. Ainsi la tension secondaire du transformateur devra être égale à 8,5 V pour le montage mono-alternance, et à 2 fois 8,5 V pour le montage bi-alternance (17 V au total avec un point milieu).

En ce qui concerne la tension aux bornes de la charge et de la diode, les valeurs sont les mêmes que pour le redressement mono-alternance. En prenant comme exemple les valeurs ci-dessus (tension continue de 10 V), la tension inverse appliquée à chaque diode pendant les alternances négatives serait sensiblement égale à 10 V si aucune capacité ne shunte la charge, et 20 V dans le cas contraire.

Le schéma du redresseur en pont est donné sur la figure 8. Sur le premier schéma (a), nous avons indiqué le cheminement du courant lorsque le point A est positif par rapport à B. Les diodes D_1 et D_3 sont conductrices, tandis que D_2 et D_4 sont bloquées. En effet, l'anode de D_1 est reliée à un potentiel positif, le courant passera dans le sens de la flèche. Il passe également à travers la diode D_3 puisque l'anode de celle-ci est positive par rapport à sa cathode. Ce courant ne passera pas à travers D_4 puisque l'anode de celle-ci est moins positive que sa cathode (une diode est bloquée si son anode est négative par rapport à sa cathode ou, ce qui revient au même, si sa cathode est positive par rapport à son anode).

Le schéma équivalent pour cette alternance positive est représenté figure 9. En faisant le calcul des tensions, comme nous l'avons fait pour le redresseur à une alternance, nous pouvons constater que la tension aux bornes de la résistance d'utilisation R_4 est légèrement inférieure à celle des deux premiers schémas, puisque nous

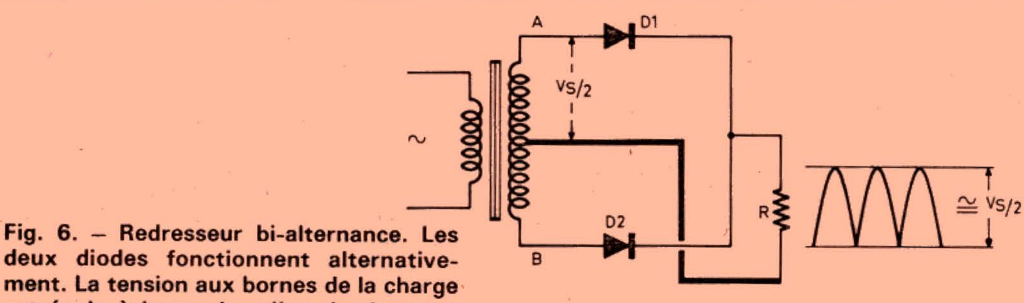


Fig. 6. – Redresseur bi-alternance. Les deux diodes fonctionnent alternativement. La tension aux bornes de la charge est égale à la tension d'un demi-secondaire.

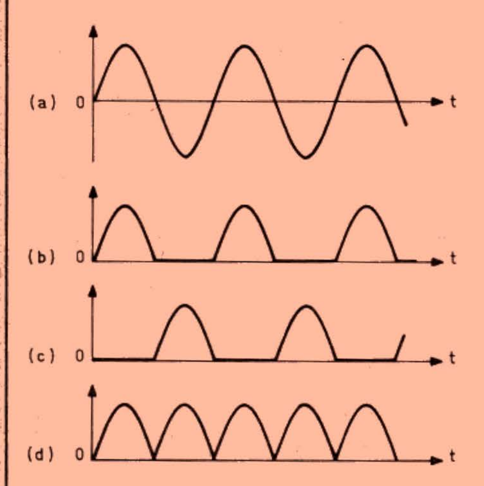


Fig. 7. – La tension alternative (a) est appliquée au redresseur. La tension à la sortie du redresseur (b) est la somme des demi-alternances traversant D_1 (b) et D_2 (c).

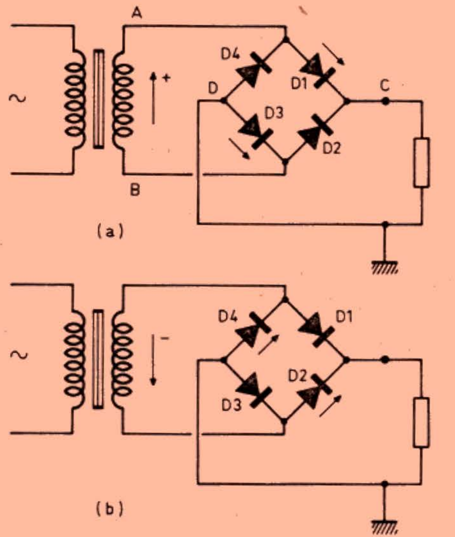


Fig. 8. – Schéma d'un redresseur en pont. Les flèches indiquent le passage du courant pour les alternances positives (a) et négatives (b).

avons deux diodes passantes en série dans le montage en pont.

Pendant l'alternance suivante, le point A est négatif par rapport à B et le courant traversera D_2 et D_4 puisque les cathodes de celles-ci sont négatives par rapport à leurs anodes. Le résultat est qu'à la sortie nous n'avons que des alternances positives aux bornes du circuit d'utilisation.

Revenons au schéma équivalent de la figure 9, la tension aux bornes de la résistance R_4 est de 9,85 V, et la tension aux bornes de chaque diode est de 0,05 V. Pour être exact, il aurait fallu tenir compte de la résistance en inverse des diodes D_2 et D_4. En réalité, puisque ces résistances inverses sont très élevées (plusieurs mégohms), elles n'ont que peu d'influence sur les tensions. Nous avons représenté la résistance de ces 4 diodes sur le schéma équivalent de la figure 10. Le point D est à la masse, la tension en C est de + 9,85 V. On remarque que la tension inverse aux bornes des diodes bloquées est toujours légèrement inférieure à la valeur crête de la tension appliquée, et ceci, même si la charge R_4 est shuntée par un condensateur. Ainsi, pour le choix des diodes d'un redresseur en pont, leur tension maximale en inverse sera au moins égale à la valeur crête de la tension alternative appliquée.

Quelques remarques doivent être faites au sujet de la prise de masse. Sur la figure 8, elle est située au point D, de telle sorte qu'en C nous avons une tension positive. Si ce point de masse avait été en C, nous aurions eu aux bornes du circuit d'utilisation une tension négative. Avant de relier un point à la masse, il faut s'assurer qu'aucun autre point du circuit, présentant un potentiel différent, n'a été déjà choisi comme masse. Sur le schéma de redresseur en pont, il ne faudrait surtout pas relier la base du secondaire à la masse ni non plus la base de la résistance R_4 : la diode D_3 se trouverait, de ce fait, court-circuitée.

Le filtrage

Dans les alimentations les plus simples, le filtrage s'obtient par un circuit composé soit par un ensemble résistance-condensateur (RC), soit par un ensemble inductance-condensateur (LC) (fig. 11).

Comme nous l'avons vu, le condensateur C_1 se charge à chaque alternance positive, et lorsque l'alternance décroît, ce condensateur C_1 se décharge légèrement à travers R (ou L) dans le circuit d'utilisation. L'ondulation résiduelle aux bornes de C_1 est fortement diminuée par la présence des deux composants du filtre. Le choix de ces composants est déterminé par l'utilisation souhaitée.

Une résistance est employée dans un circuit de filtrage lorsque le débit de courant est faible (alimentation de quelques transistors). La chute de tension (R × I) aux bornes de la résistance est négligeable. En plus, il y a économie, une résistance coûtant beaucoup moins cher qu'une inductance de filtrage.

Malgré cela, l'emploi d'une inductance est intéressant car sa résistance est faible (chute de tension très faible en continu) et son inductance est élevée (chute de tension importante pour la composante alternative résiduelle).

Le cœfficient de filtrage d'une cellule composée d'une inductance L et d'un condensateur C est donnée par la relation :

$$\alpha = \frac{V_1}{V_2} = \omega^2 LC$$

(voir démonstration dans l'encadré). V_1 est la tension alternative résiduelle à l'entrée du filtre et V_2 la tension à la sortie ; $\omega = 2\pi F$. Dans cette formule on né-

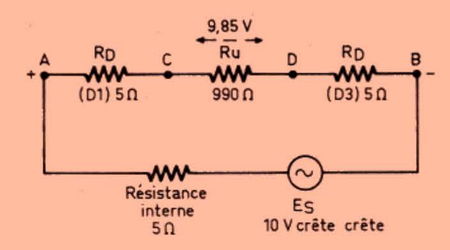
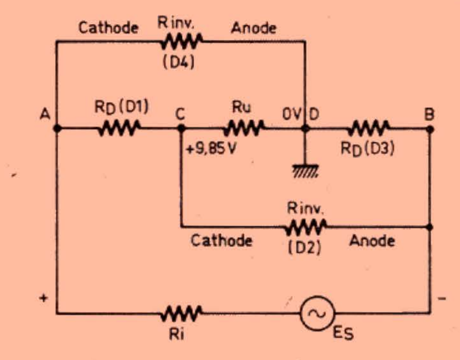


Fig. 9. – Schéma équivalent du redresseur en pont (pour une alternance positive). La résistance en inverse des diodes D_2 et D_4 n'a pas été indiquée.



Fif. 10. – Schéma équivalent du redresseur en pont. Que la résistance d'utilisation R_u soit shuntée ou non par un condensateur, la tension inverse aux bornes des diodes est toujours la même, et reste inférieure à la tension crête appliquée.

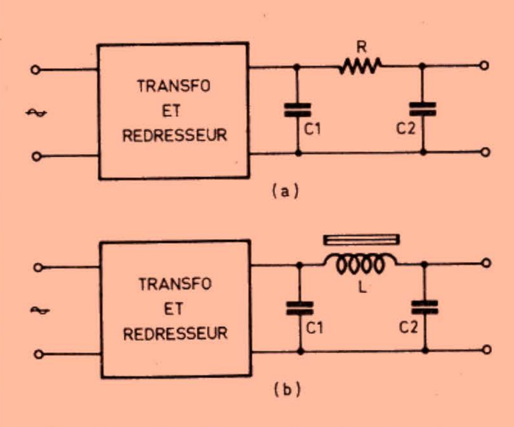


Fig. 11. – Les filtrages les plus simples se composent d'un ensemble RC (a) ou LC (b).

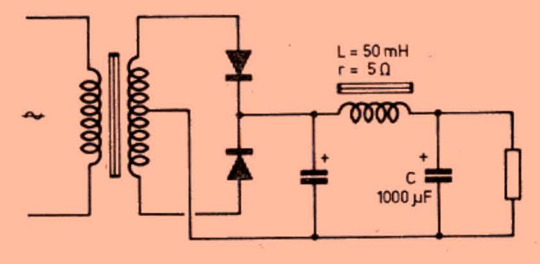


Fig. 12. – Exemple d'utilisation d'une cellule LC de filtrage. La tension alternative à la sortie du filtre est réduite de 20 fois (voir texte).

gligе la résistance ohmique de la bobine, très faible par rapport à sa réactance L ω.

En ce qui concerne la fréquence F, il s'agit bien entendu de celle après redressement, c'est-à-dire que, si l'alimentation est branchée sur un réseau 50 Hz, cette fréquence F est égale à 50 Hz pour un redressement à une alternance et 100 Hz pour le cas du bi-alternance.

Le coefficient de filtrage d'une cellule RC est donnée par : $\alpha = \omega RC$.

Appliquons maintenant ces formules. Nous disposons d'un condensateur de filtrage C = 1 000 µF et d'une bobine de filtrage dont les caractéristiques sont 50 mH et la résistance 5 Ω. La composante alternative résiduelle mesurée à l'oscilloscope à la sortie du redresseur (fig. 12), transcrite en valeur efficace est 500 mV. Quelle sera la tension résiduelle à la sortie de la cellule de filtrage ? La valeur de α est : $(2 \times 3,14 \times 100)^2 \times 50 \times 10^{-3} \times 10^{-3}$, soit 19,7. La tension de 500 mV est divisée par 19,7, ce qui donne une résiduelle en sortie égale à 25,4 mV.

Maintenant, si nous remplaçons la bobine par une résistance, quelle devrait être la valeur de celle-ci pour obtenir le même degré de filtrage ? Nous partons de $\omega RC = 19,7$ pour en tirer R, soit :

$$R = \frac{19,7}{\omega C}$$

$$= \frac{19,7}{2 \times 3,14 \times 100 \times 10^{-3}}$$

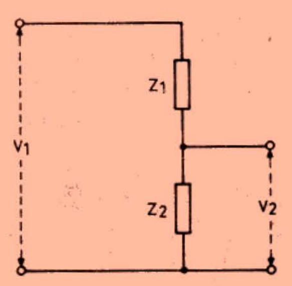
soit 31 Ω.

Remarquons que cette résistance est traversée par le courant total demandé par le montage. Si ce courant est 500 mA (0,5A), la chute de tension sera de 15,5 V dans cette 31 Ω. Elle ne serait que de 2,5 V dans l'inductance. **J.-B. P.**

Coefficient de filtrage

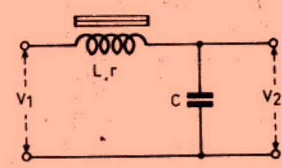
Une cellule de filtre est un diviseur de tension. On sait que celui-ci est composé de deux impédances et que son rapport diviseur est égal à un rapport d'impédances : impédance aux bornes de laquelle on prend la tension de sortie, sur impédance aux bornes de laquelle on applique la tension à diviser. Autrement dit :

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2}$$



Dans la technique des filtres, on préfère exprimer l'efficacité de filtrage par un nombre plus grand que l'unité. C'est pourquoi le coefficient de filtrage α est donné par le rapport V_1/V_2, inverse du rapport diviseur.
Pour une cellule de filtre constituée par une inductance et un condensateur, nous avons :

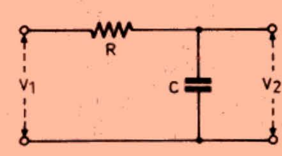
$$\alpha = \frac{V_1}{V_2} = \frac{\left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right)}{\frac{1}{C\omega}} = C\omega \left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right)$$



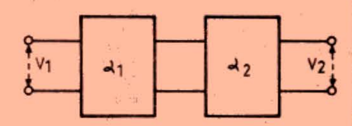
soit $\alpha = L C\omega^2 - 1$ ou $\boxed{\alpha = L C\omega^2}$,
$L C\omega^2$ étant généralement beaucoup plus grand que 1. On a négligé également la composante ohmique r de la bobine, très petite par rapport à $L\omega$ à la fréquence de la résiduelle à éliminer.
Pour une cellule RC,

$$\alpha = \frac{\sqrt{R^2 + \frac{1}{C^2 \omega^2}}}{\frac{1}{C\omega}}$$

$$= C\omega \sqrt{R^2 + \frac{1}{C^2 \omega^2}} = \sqrt{R^2 C^2 \omega^2 + 1}$$



Mais comme, ici aussi, $R^2 C^2 \omega^2$ est très élevé par rapport à 1, on obtient : $\boxed{\alpha = R C\omega}$.

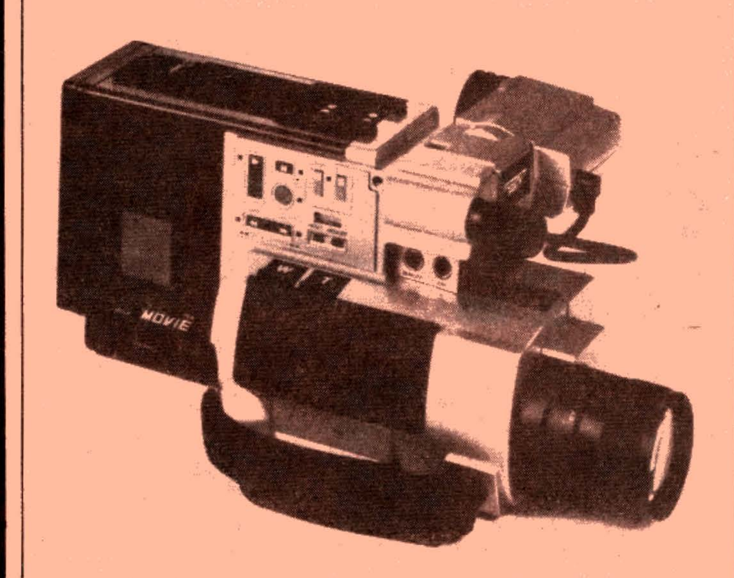


Si deux cellules de filtre se suivent, le coefficient de filtrage total est : $\boxed{\alpha_T = \alpha_1 \times \alpha_2}$.

Un filtrage est d'autant meilleur que son α est élevé.

Bloc-notes

LE VIDEO MOVIE CVK 2400 CONTINENTAL EDISON-SABA



Compact et léger (1,9 kg), ce camescope utilise des cassettes au standard VHS « C ». La fonction lecture permet de visionner immédiatement dans le viseur électronique incorporé les séquences enregistrées. Le système d'enregistrement étant aux normes VHS, on peut lire la cassette par l'intermédiaire d'un adaptateur (AD 21) sur tous les magnétoscopes du type VHS.

Partie caméra

Tube analyseur du type « Saticon » permettant d'obtenir des images de qualité dans des conditions de faible éclairage (15 lux minimum). L'objectif adapté au tube de 1/2 pouce a une ouverture de F/1.2, un zoom de rapport 6 et la fonction « Macro ». La commande du diaphragme de l'objectif est automatique ou débrayable en position manuelle avec une position contre-jour. Un dispositif de balance automatique des blancs permet d'adapter la caméra aux différents types d'éclairement tant à l'intérieur qu'à l'extérieur.

Partie magnétoscope

La compacité et le faible poids ont été obtenus grâce au développement d'un nouveau mécanisme comprenant : un tambour à 4 têtes rotatives et des moteurs très plats sans balai, qui assurent l'entraînement direct du tambour et du cabestan.

Un système d'assemblage permet de raccorder les séquences enregistrées sans perte de synchronisation de l'image.

Les commandes de la mécanique sont assurées par un système logique entièrement électronique et gérées par un microprocesseur. Un indicateur lumineux renseigne sur le bon défilement de la bande.

L'affichage du compteur de bande s'effectue par L.C.D. Un dispositif de visualisation des images permet une recherche rapide avant et arrière des séquences enregistrées. La pause, le défilement de la bande, l'état de la batterie, la balance automatique des blancs, la commutation du filtre lumière du jour et l'indication de fin de bande sont matérialisés dans le viseur de la caméra par des signaux électroniques mélangés à l'image. Alimentation par batterie : 9,6 V. Consommation : 7,6 W. Dimensions en mm : L 314 × H 136 × P 108. Poids : 1,9 kg (sans batterie).



TUBES TVC : LA RTC A DREUX

La RTC (La Radiotechnique-Compelec), filiale de La Radiotechnique, produit de multiples composants électroniques, tant pour le domaine professionnel que le domaine grand public ; elle possède des centres industriels à Caen, Evreux, Dreux et Brive. S'agissant des tubes cathodiques couleurs, fabriqués à Dreux, la RTC s'avère être le principal constructeur français, avec une production de près de 1 500 000 cathoscopes.
Mis en service en 1956 pour la fabrication de tubes noir et blanc, le centre de Dreux sortit d'une chaîne pilote, dès mars 1967, un tube image couleur digne d'être commercialisé ; cette petite unité est remplacée, très vite, par une chaîne industrielle de grande série capable de produire, à partir de la fin de la même année, 100 000 tubes couleur par an (pourtant, avec le recul, les moyens alors mis en œuvre apparaissent aujourd'hui comme artisanaux). Depuis, ce nombre a été plus que décuplé grâce à la mise en œuvre de méthodes de fabrication comptant parmi les plus modernes et visant tout autant à accroître la productivité (fig. 1) que la qualité et la fiabilité des produits (fig. 2). La nécessité d'être compétitif par rapport à la concurrence explique cette évolution. C'est cette usine que nous avons visitée, avec comme guide M. Garreau, son directeur. Les liens privilégiés qui unissent La Radiotechnique et Philips, principal producteur mondial de tubes couleur (Tableaux I et II) font que la RTC construit à Dreux des 30 AX, un modèle 110° autoconvergent relevant de la technologie la plus moderne s'agissant des tubes à masque. Il convient aussi de noter que le tube à masque a encore un bel avenir devant lui (fig. 3).

Photo 1. – Les cadres qui serviront de support aux masques.

C'est en 1982 que l'usine de Dreux a abandonné le 20 AX pour un nouveau système de tube cathodique couleur, le 30 AX, vrai système auto-convergent offrant à la fois l'avantage d'un alignement optimal et la liberté d'emploi de composants séparés.

Comme son prédécesseur, le 30 AX bénéficiait de :
– l'indépendance du tube image et du déviateur,
– la haute brillance (technologie « Hi-Bri »),
– la technologie « mini-arc »,
– le chauffage rapide,
– le blindage interne.

avec, toutefois, quelques innovations majeures comme un système de fixation qui aligne automatiquement n'importe quelle combinaison tube-déviateur pour obtenir la convergence dynamique, le positionnement axial de la pureté et l'horizontabilité de l'image. En outre, un anneau de correction magnétique interne assure la convergence statique et la pureté de couleur optimale. Comme le signale M. Garreau, cela n'a été rendu possible que par la maîtrise des processus de fabrication qui a permis de tenir chaque dimension dans des tolérances très serrées, jamais atteintes jusqu'alors. Quant au déviateur, il est réglé individuellement pour la convergence optimale, des bossages de référence au niveau de support de bobine et qui correspondent à des évidements à la surface du cône permettent une parfaite association entre le 30 AX avec n'importe quel déviateur prévu pour ce type de tube image. Il ne reste plus qu'à pousser le déviateur sur le col du tube jusqu'à concordance des bossages et des évidements et faire alors entrer en fonction le collier de serrage à l'arrière du déviateur : ni réglage mécanique final, ni réglage électrique final ne sont nécessaires et c'est aussi simple que pour un téléviseur noir et blanc.

A Dreux, les tubes de la série 30 AX sont fabriqués par RTC en deux dimensions de diagonale : 66 cm (26 pouces) et 56 cm (22 pouces).

Un tube TVC se compose de divers sous-ensembles :
– La face avant ou dalle, qui porte trois séries de bâtonnets – les luminophores –, lesquels deviennent bleus, verts et rouges sous excitation cathodique et ce suivant leur composition.
– Le masque à fentes dont le rôle est de sélectionner les électrons en provenance des trois canons ; en fait, il s'agit d'un triple canon.
– Le triple canon, à l'origine de l'émission et de la mise en forme des faisceaux d'électrons de par l'action de son optique électronique.
– Le col, et le cône associé, qui recevra le canon, l'ensemble étant ensuite fixé à la face avant, laquelle a reçu entre temps le masque.

La fabrication d'un tube TVC

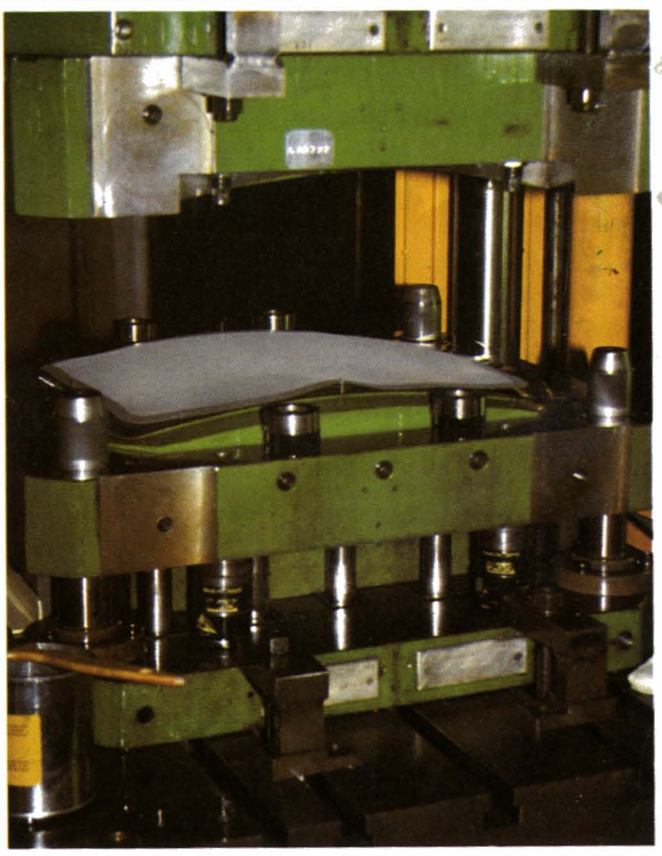


Photo 2. – Mise en forme du masque à la courbure désirée.

TUBES TVC : LA RTC A DREUX

n'est pas une chose facile et il faut compter plusieurs dizaines d'opérations avant d'aboutir au composant définitif. Les choses sont cependant facilitées par un automatisme très poussé – M. Garreau a banni le

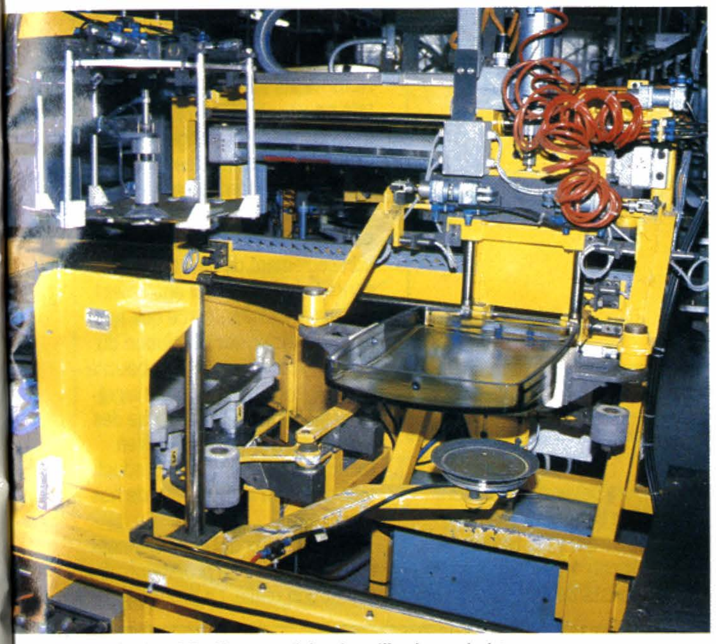


Photo 3. – Les dalles (faces avant) dans les griffes des manipulateurs.

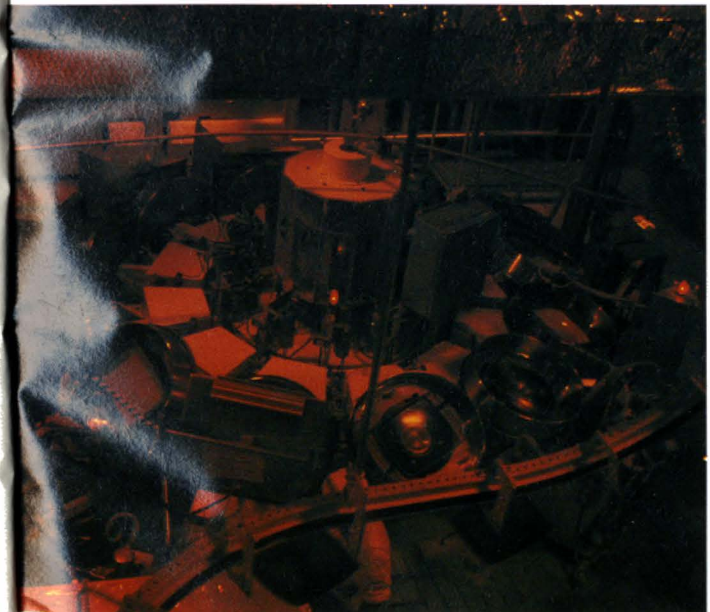


Photo 4. – Le dépôt des luminophores se fait sous éclairage « vapeur de sodium » pour éviter l'excitation des produits luminescents par des longueurs d'onde plus basses (celles émises par les tubes fluorescents, par exemple).

mot robot de son vocabulaire et lui préfère celui de manipulateur contrôlé – allant de pair avec un suivi continu de la fabrication par ordinateur, à chaque étape de l'élaboration de chaque sous-ensemble.

En fait, les grandes lignes de la fabrication d'un tube TVC sont encore celles qui étaient suivies il y a de cela quelques années, à l'époque du 20 AX, mais les contrôles ont été singulièrement accrus à tous les niveaux, le laser mis à contribution, et l'on peut dire que chaque composant d'un sous-ensemble est fiché sur mémoire magnétique dès son entrée sur la chaîne d'usinage ou d'assemblage.

Mis à part la dalle et le cône, qui sont fournis par des spécialistes verriers – il s'agit d'un verre spécial moulé –, les masques et les cadres, qui serviront de supports aux masques, tout est fabriqué à l'usine RTC de Dreux.

On est toujours surpris qu'un principe aussi abracadabrant que celui qui a donné naissance au tube couleur à masque, qui tient essentiellement du montage « à la Dubout », puisse, en définitive, donner de si bons résultats. Dans la réalité, ça marche, et même bien, à condition de tenir constamment, en fabrication, des tolérances très strictes. Comme le dit M. Garreau, une erreur de 10 microns sur le positionnement du masque et le tube peut être considéré comme mauvais !

C'est pour cette raison que la dalle sera d'emblée mariée à un ensemble masque-cadre pour réduire les effets de dispersion de fabrication de la verrerie : la distance entre la dalle et le masque doit être constante, ce qui est obtenu à l'aide d'une entretoise ; à partir de ce moment – surtout pour les dalles de grande diagonale – chacune des dalles aura un ensemble masque-

Fabricants	Quantité en milliers	%
Philips	8 675	19,2
Hitachi	6 500	14,4
Toshiba	6 050	13,4
Matsushita	5 250	11,6
R.C.A.	4 350	9,7
Sony	2 700	6
Zenith	2 500	5,5
Vidéocolor	2 000	4,4
Mitsubishi	1 600	3,6
I.T.T.	1 200	2,7
Divers	4 075	9,5
TOTAL	44 900	100

Tableau I. – Principaux fabricants mondiaux de tubes TVC (Capacité 1982). On notera que si Philips arrive largement en tête, l'ensemble des firmes nippones représente la moitié des fabrications.

cadre qui restera le sien. D'où la nécessité de numéroter et les dalles et les ensembles masque-cadre, les numéros identiques signifiant les seules associations possibles au cours du processus de fabrication. Cet aspect sera particulièrement crucial lors de la fabrication de l'écran, opération qui se déroule dans une salle climatisée, dépoussiérée et éclairée par des lampes à vapeur de sodium.

Fabricants	Quantité en milliers
Philips	6 160
Vidéocolor	2 400
I.T.T.	1 300
Sony	100
TOTAL	9 960

Tableau II. – Production, par firme, des tubes TVC en Europe de l'Ouest (1983).

Rappelons brièvement en quoi cela consiste : la dalle, qui a été préalablement lavée, est fixée sur une machine à enduire par écoulement. On verse une suspension photosensible dans la dalle tournant lentement autour de son axe tout en restant légèrement inclinée par rapport à l'horizontale. Lorsque la suspension recouvre toute la surface interne de la dalle, l'inclinaison et la vitesse de rotation de celle-ci sont progressivement accrues, de façon à étaler la suspension par centrifugation. Après séchage, le masque perforé (ensemble masque-cadre) est positionné dans la dalle, le tout étant alors placé sur une table d'insolation comprenant une source de radiations ultraviolettes (UV) et un système optique qui modifie le trajet des rayons UV pour simuler la trajectoire des faisceaux électroniques qu'émettra le canon à électrons quand il sera en position. Autrement dit, cette position de la source UV est réglée pour qu'elle corresponde à l'emplacement du canon considéré (bleu, vert ou rouge suivant le type de luminophore) de manière à ce que les points impressionnés au travers du masque soient bien ceux qui seront excités ultérieurement par le faisceau d'électrons. Comme la suspension ne contenait pas seulement des luminophores, mais du bichromate d'ammonium et de l'alcool polyvinylique, et que sous excitation UV, ils réagissent entre eux pour donner un produit insoluble dans l'eau, il suffira de laver à l'eau tiède pour que ne subsistent que les bâtonnets polymérisés. Le masque perforé est retiré pour cette opération finale qui sera reprise entièrement avec une position de source modifiée pour les deux autres types de luminophores (bleus et rouges si le processus a été commencé avec une suspension contenant des luminophores verts). Ainsi donc le masque per-

foré sera retiré et remis un certain nombre de fois et il convient donc de veiller à ce que ce soit toujours le même, et non pas un autre, qui soit associé à la dalle, d'autant qu'un masque comporte 400 000 trous de forme oblongue et que les bâtonnets de luminophores sont donc au nombre de 1 200 000 ! Un laquage, qui servira de support à une couche d'aluminium, un graphitage, qui permettra d'assurer le contact électrique entre le masque et la couche d'aluminium et enfin la métallisation – dépôt de la couche d'aluminium elle-même sur toute la surface interne de la dalle, par dessus les trois couches de luminophores et le laquage – nécessiteront encore la dissociation du masque et de la dalle.

La fabrication de l'écran est vraisemblablement la partie la plus délicate de la production ; toutefois le scellement de la dalle et du cône n'est pas non plus une opération évidente, d'autant que cette opération d'assemblage, grâce à un ruban vitrifiable déposé sur le bord du cône, requiert un positionnement correct à l'aide d'un calibre (des bossages, extérieurs au cône et à la dalle, assurent un positionnement correct de l'ensemble à l'intérieur du calibre).

Le contrôle, nous l'avons dit, prend une place de plus en plus essentielle en cours de fabrication : tout a débuté en ce sens en 1974 quand la RTC a pris conscience de l'importance des retours à l'usine si l'on prenait comme référence les fabrications en provenance d'Extrême-Orient. Le Japon parvenait à un pourcentage aussi faible que 1,5 % et les productions de Dreux étaient largement au-dessus. D'où un besoin impératif, installer en sortie un filtre : « C'est le principe de la passoire » nous raconte M. Garreau, « mais vous n'êtes pas sans ignorer que plus les trous de la passoire sont de faible diamètre et plus cela coûte cher puisqu'alors nous avons beaucoup de rebuts. Pourtant nous avons tenté l'aventure, avec un filtre de sortie relativement sélectif, à condition que ce filtre soit un filtre actif, ce qui signifie qu'il soit riche d'enseignements et que nous puissions donc apprendre à quoi étaient dues nos déficiences pour pouvoir y remédier lors du processus de fabrication. Il faut toujours payer pour acquérir l'expérience et nous avons payé pour cela. Ce qui s'est traduit, heureusement pour nous, par une amélioration constante des produits en provenance de Dreux, des produits qui sont depuis plusieurs années concurrentiels par rapport à tout ce qui peut être fabriqué de par le monde entier (fig. 2 et 4) ».

Dreux a-t-il des problèmes de travailleurs immigrés ?

« Personnellement, je n'aime pas ce terme de « travailleur immigré ». Nous avons effectivement un certain pourcentage de travailleurs en provenance de l'étranger, mais tous se sont parfaitement intégrés à l'usine. Tous ont, au moins, 12 ans de présence à la RTC et à l'embauche nous leur avons demandé non seulement de savoir lire et écrire le français mais également de savoir calculer, parce que nous avions anticipé sur l'évolution du Centre. Actuellement, l'embauche – il y en a encore – s'effectue au niveau du bachot et ce à cause des connaissances plus élevées en technicité qu'implique la production telle qu'il faut la concevoir de nos jours.

Toutefois, ceux qui nous viennent ont leur chance de promotion, une promotion réelle. La production est

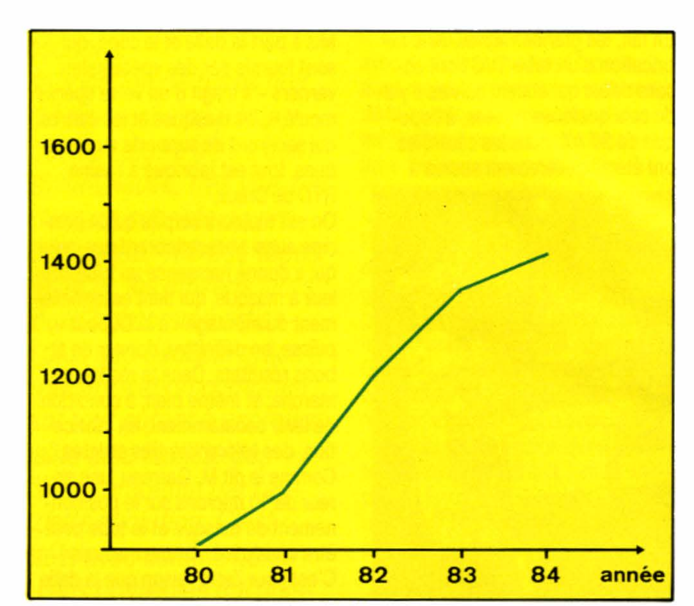


Fig. 1. – Evolution de la production des tubes TVC à Dreux (pour 1984, il s'agit d'une estimation) en milliers d'unités.

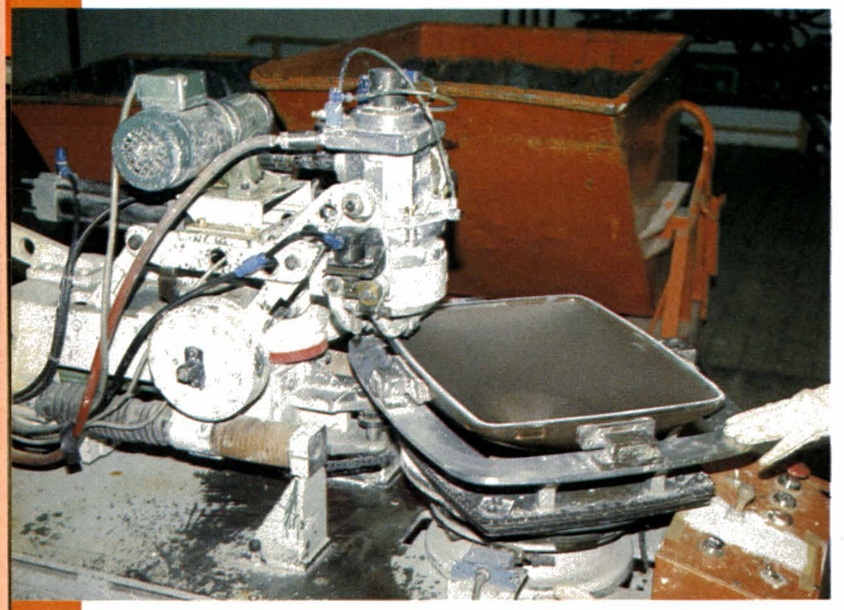


Photo 5. – Dépôt d'un mastic vitrifiable pour la soudure cône-dalle. La plupart de ces machines ont fait place à des dispositifs automatiques.

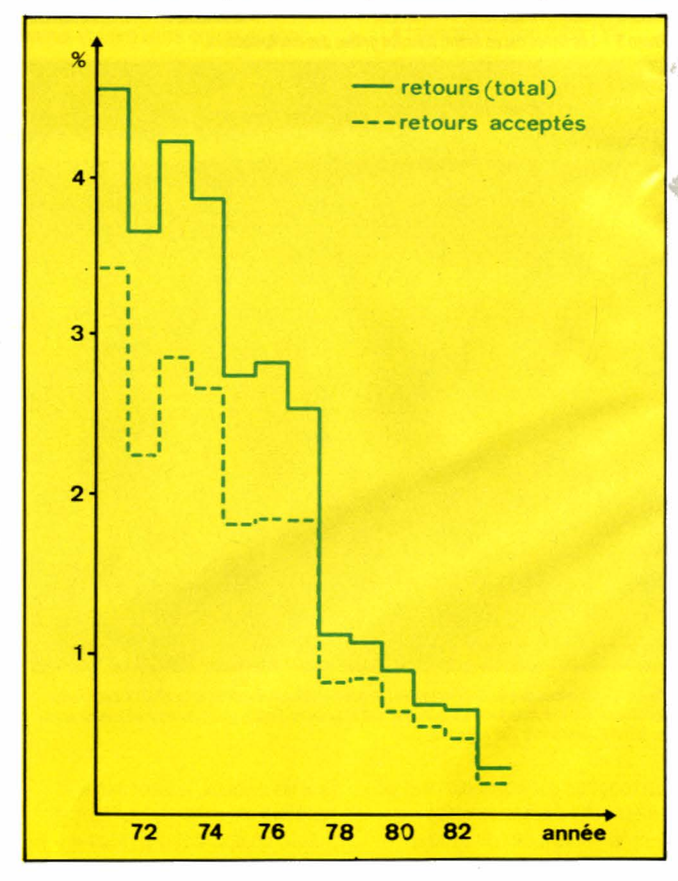


Fig. 2. – Pourcentage des retours clients des tubes TVC de 26 pouces (66 cm) en fonction de l'année. Ces courbes traduisent bien la progression de la fiabilité.

TUBES TVC : LA RTC A DREUX

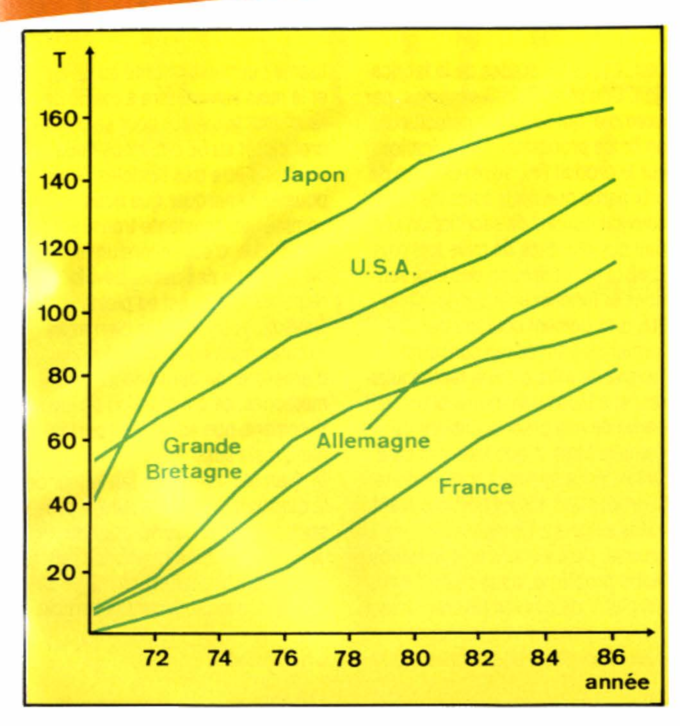


Fig. 3. – Consommation de tubes TVC dans les principaux pays du monde et par année, sous forme du taux de pénétration T des récepteurs TVC (T = parc des TVC / nombre de ménages). Toutes ces courbes sont croissantes (estimations à partir de 1984).



Photo 6. – Mise en place d'un canon à électrons.



Photo 7. – Mise en place du cerclage de sécurité.

une affaire de technique, d'argent... c'est sûr ; mais c'est aussi et surtout une affaire d'hommes. Nous sommes 1 400 à Dreux et les méthodes actuelles, qui nécessitent une production continue – du lundi à 0 heure au samedi à 18 heures –, ont cependant permis, pour les équipes qui travaillent suivant le principe des postes, d'abaisser le temps de travail à 34 h 30 mn par semaine, sans réduction de salaire. Tout le monde y trouve son compte, et ceux qui sont en « postes », et nous, qui avons l'obligation d'être compétitifs par rapport à la concurrence. »

Et pour l'avenir ? Pensez-vous par exemple aux tubes à coins rectangulaires et à grand rayon de courbure ?

« Quant j'ai pris cette usine en

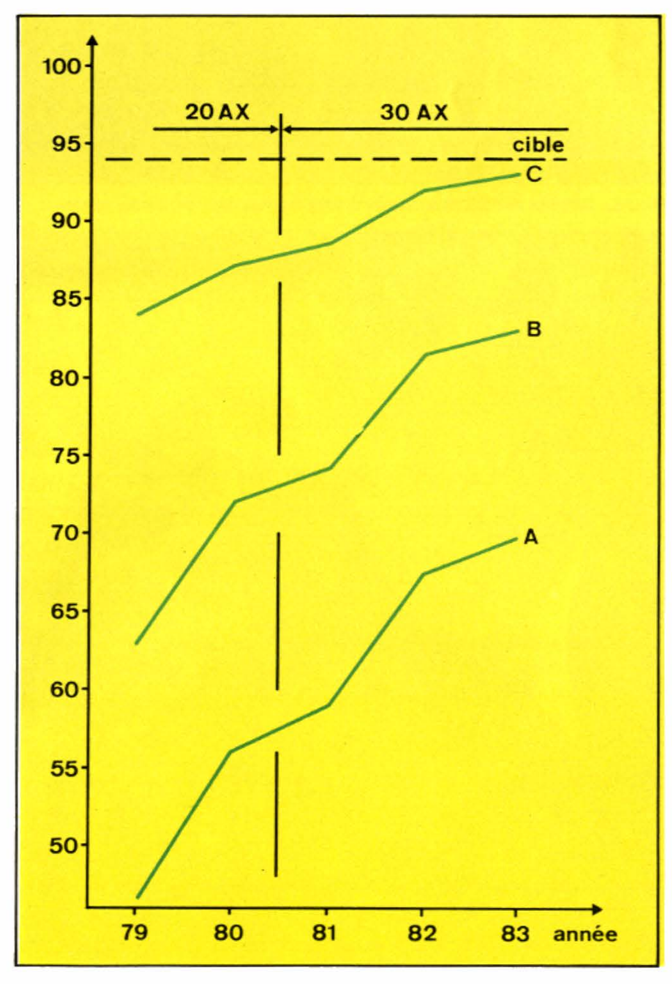


Fig. 4. – Evolution des rendements précalculés à l'usine de Dreux. (A : rendement direct ; B : rendement du processus de fabrication ; C : rendement définitif.)

TUBES TVC : LA RTC A DREUX

main, en 1973, nous avons établi un plan étagé sur 12 ans pour améliorer la production et les conditions de travail. Les « manipulateurs » évitent à un homme de transborder un tube de plusieurs dizaines de kilogrammes à raison de 100 tubes par heure. C'était très pénible. Nous continuerons dans ce sens, avec un service Qualité allant de pair, à tous les stades de la fabrication. Une rondelle à 2 centimes, par exemple, qui se révèle défectueuse en fin de processus de fabrication, sur le produit fini, se révèle hors de prix parce que nous sommes bien souvent obligés de sacrifier un produit qui vaut près de mille fois plus. D'où la multiplication des interventions et fonctions du service Qualité, grandement soutenu par l'informatique. En ce qui concerne l'avenir, le tube à coins rectangulaires, et à face avant quasi-plane, fait partie de nos préoccupations de demain. Mais, n'oublions pas qu'à Dreux, nous sommes surtout dans la production, les recherches étant faites ailleurs à l'intérieur du groupe. Cela viendra en son temps. Notre problème, dans ce contexte, est plutôt de pouvoir inverser très vite une tendance de fabrication pour répondre à une demande fluctuante : un mois priorité au 66 cm et le mois suivant être à même de renverser la vapeur pour se consacrer plutôt au 56 cm. Nous nous devons d'être très flexibles. Vous pourrez remarquer que nous sommes en constante transformation et que, c'est encore un exemple, la partie de l'usine, dévolue aux réglages finaux, est en pleins travaux. Vous voudrez bien m'en excuser mais nous nous devons d'améliorer en permanence nos méthodes, ce qui entraîne un investissement, non seulement permanent, mais aussi élevé. »

M. Garreau a presque fait le tour de la question, à nous de faire, à présent, le tour de l'usine, pour un complément d'informations pratiques et aussi pour être à même d'illustrer convenablement cet article.

CH. PANNEL



Photo 8. – Dernières vérifications après aimantation à la bonne valeur de l'anneau interne.

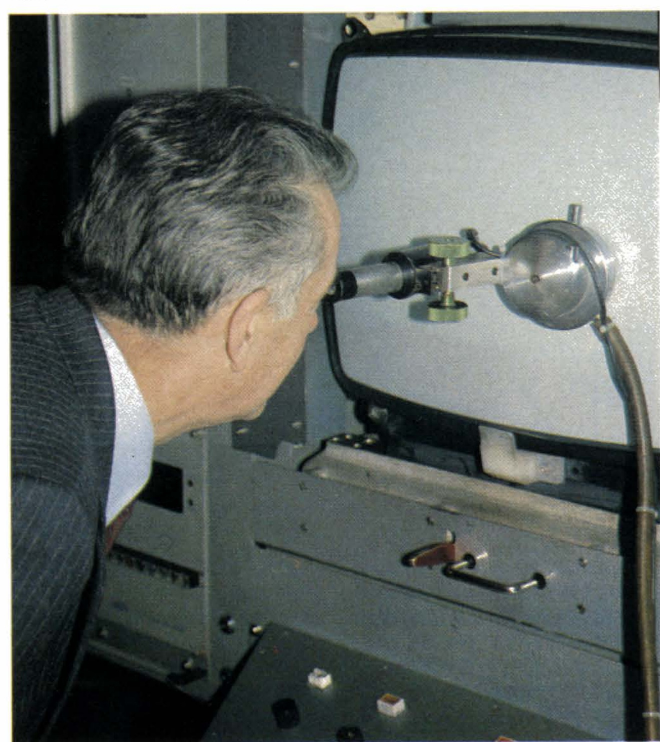


Photo 9. – Le microscope permet de mieux apprécier le positionnement des luminophores.



Photo 10. – Un groupe de tubes TVC prélevés pour examen plus approfondi.

TÉLÉPHONE MATRA TM 1



Si l'on trouve de plus en plus facilement sur le marché des postes téléphoniques disposant de possibilités intéressantes, bien peu sont homologués par les PTT. C'est donc avec satisfaction que nous avons appris l'existence du poste Matra TM 1 que nous vous présentons aujourd'hui ; en effet, cet appareil est homologué par les PTT et dispose de fonctions qui accroissent de manière considérable le confort et l'efficacité d'emploi du téléphone. A notre connaissance, cet appareil n'est disponible qu'à la vente pour l'instant et les PTT ne le proposent pas en location comme c'est le cas pour la majorité des appareils homologués ; malgré cela, si vous faites l'acquisition d'un tel appareil, vous pouvez le brancher sur votre installation existante tout en étant parfaitement en règle vis-à-vis de l'administration du fait de l'homologation précitée. Mais pourquoi donc aller acheter un téléphone ? Eh bien tout simplement pour toutes les raisons que nous allons voir maintenant.

PRESENTATION

Le « design » de l'appareil est résolument moderne comme le confirment les photos qui accompagnent cet article et l'encombrement qui en résulte est comparable à celui d'un poste S 63 classique (longueur et largeur étant inversées).
Il s'agit bien évidemment d'un poste à clavier compatible avec toutes les installations, c'est-à-dire qu'il peut remplacer un téléphone à cadran, opération que les PTT appellent mise en place d'un clavier décimal ; mais il peut aussi fonctionner sur les centraux électroniques selon le procédé multifréquences (fréquences vocales en appellation « normalisée » PTT).
Si les possibilités s'arrêtaient là, l'appareil n'offrirait pas un grand intérêt ; heureusement il n'en est rien. Ce poste peut en effet rappeler autant de fois que vous le désirez le dernier numéro composé par simple pression sur une touche. Le principe de ce rappel est simple : tout numéro composé est mémorisé dans l'appareil ; si, pour une raison quelconque, vous ne pouvez obtenir votre correspondant, il vous

REALISEZ UN ADAPTATEUR COULEUR POUR MINITEL

Si ce titre vous laisse songeur parce que vous ne connaissez pas encore Minitel, sachez que ce n'est rien d'autre que le terminal annuaire électronique auquel nous avons consacré un banc d'essai dans notre numéro de mars 1984 et un article mode d'emploi dans notre numéro d'avril. Nous vous demandons de bien vouloir vous reporter à ces numéros si vous souhaitez entreprendre la réalisation proposée ci-après car nous allons supposer connus les principes qui y ont été exposés.
Notre ambition de ce jour est de vous permettre, à partir d'un Minitel ordinaire et d'un récepteur de télévision couleur non moins ordinaire, de disposer des images diffusées par Télétel en couleur et ce pour un investissement ne dépassant pas cent francs. Cela vous intrigue ? alors, lisez ce qui suit...

Nous avons de la chance

Oui, nous avons de la chance ; en effet, bien que les Minitels actuels soient noir et blanc, les données qui leur sont fournies correspondent à des images couleur. C'est d'ailleurs pour cela que les images que vous pouvez observer sur les écrans des Minitels disposent de huit niveaux de gris ; ces huit niveaux sont la représentation sur un tube noir et blanc de huit couleurs. Il suffit donc de récupérer ces données, de les traiter et de les envoyer sur le récepteur TV couleur familial pour disposer d'une image couleur.

Ici encore, nous avons de la chance ; en effet, la carte « informatique » contenue dans Minitel traite déjà ces informations couleurs et, si l'on sait où aller les chercher, peut nous fournir des signaux presque directement compatibles d'une prise péritélévision. En d'autres termes, Minitel n'est en noir et blanc que parce que sa partie visualisation TV est un moniteur noir et blanc ; à part cela toutes les informations couleurs sont présentes et exploitables au niveau du terminal. Cette présence explique que certains Minitels (mais très peu au moment où nous écrivons ces lignes) disposent d'origine d'une prise péritélévision permettant la connexion directe à un récepteur TV muni de la même prise.

Petit rappel

Par deux fois déjà, nous avons évoqué la prise péritélévision ; si vous n'êtes pas un mordu de vidéo ou de micro-informatique, vous êtes en droit de vous demander ce que c'est. Sachez que c'est tout simplement une prise obligatoire sur tous les récepteurs TV vendus depuis fin 1980 et permettant, entre autres choses, de faire entrer directement dans ces derniers des signaux vidéo. Cette prise est d'ailleurs très utilisée par les micro-ordinateurs qui fournissent ainsi un simple signal vidéo pour générer leur image sur l'écran TV alors que, en l'absence d'une telle prise, il faut coder les signaux vidéo selon les normes Secam et les appliquer à l'entrée antenne via un modulateur UHF. La qualité s'en ressent et le prix aussi, car le codeur Secam coûte presque aussi cher que le micro-ordinateur.

Notre adaptation utilise donc les propriétés de cette prise péritélévision, ce qui signifie que si votre téléviseur en est dépourvu, vous ne pourrez utiliser ce montage tel quel. Une solution existe et nous en parlerons dans le paragraphe consacré au mode d'emploi du montage.

Le schéma

Du fait du traitement des informations couleur à l'intérieur de Minitel, il se résume à des circuits d'adaptation d'impédance et de niveau et à un circuit de génération d'un signal de synchronisation complet. Cela n'est pas bien compliqué comme le confirme la figure 1.

Sur la partie gauche de cette figure se trouvent les signaux issus du Minitel. Ce sont des signaux logiques aux normes TTL dont les fonctions sont les suivantes :

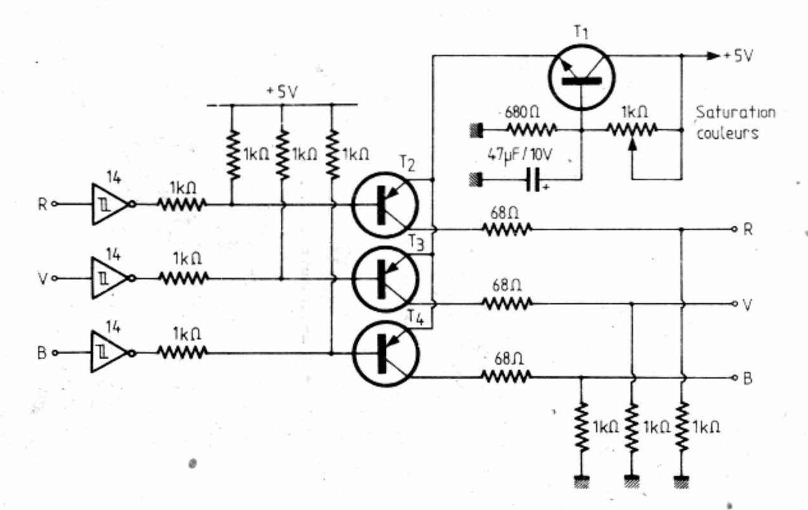
– R, V et B sont les trois signaux vidéo Rouge, Vert et Bleu.
– TL est la synchronisation ligne.
– TT est la synchronisation trame ou image.
– I est la commutation rapide inutilisée pour l'instant dans notre application.

Ces signaux sont remis

en forme, après leur voyage sur le câble de liaison, par des triggers de Schmitt intégrés constitués par des circuits TTL 7414. Les trois signaux vidéo sont alors appliqués à des transistors adaptateurs d'impédance et de niveau. Sur le collecteur de ceux-ci, les signaux sont disponibles sous une impédance de 75 Ω environ, et leur niveau est ajustable simultanément pour les trois voies par le potentiomètre de 1 kΩ qui commande un régulateur de tension élémentaire constitué par T_1.

Les signaux de synchronisation TL et TT sont mélangés pour former un signal de synchro complet propre à être appliqué à un récepteur TV. Ils sont fournis sous basse impédance via T_5 et le niveau est réglable par un potentiomètre.

Le signal I, bien qu'il soit câblé sur notre schéma, n'est pas utilisé pour l'instant. Afin de garantir la sécurité du Minitel, nous avons doté ce montage d'une alimentation autonome dont le schéma, fort simple, est visible figure 2. Une association classique transformateur, pont, régulateur intégré fournit du 5 V à l'ensemble du montage. La sortie 12 V non stabilisée sert à alimenter la patte commutation lente de la prise péritélévision via une résistance de 4,7 kΩ visible figure 1. La valeur exacte de cette tension est sans grande importance.



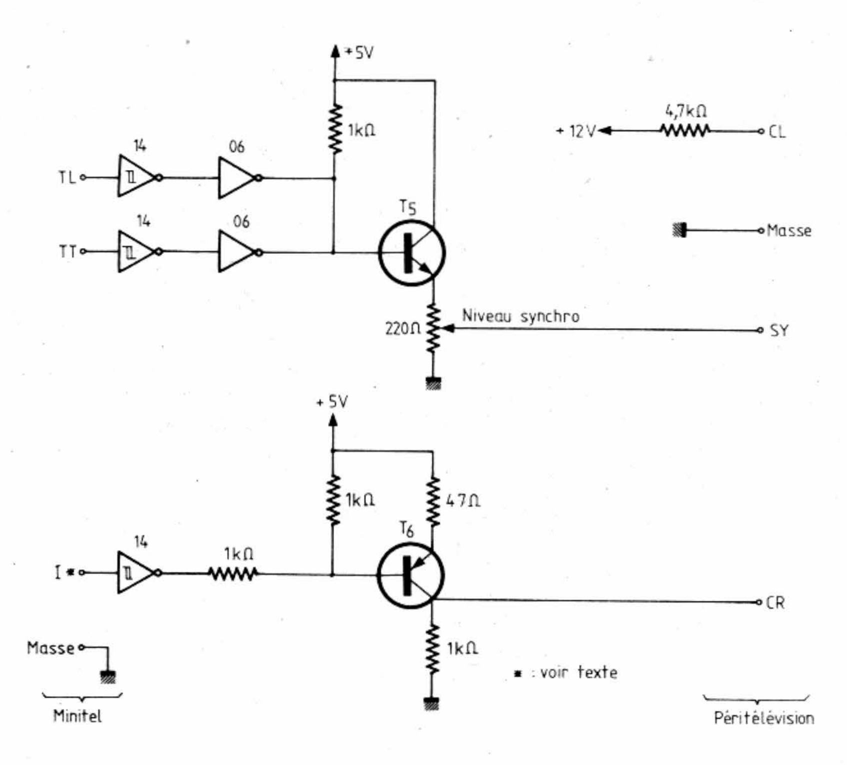


Fig. 1. – Schéma de l'adaptateur.

La réalisation

Nous avons fait appel à un circuit imprimé simple face qui supporte tous les composants, transformateur d'alimentation compris. Le dessin de ce circuit vous est proposé à l'échelle 1 en figure 3. Son tracé ne présente pas de difficulté et il peut être fait par toute méthode à votre convenance. L'implantation des composants n'est pas plus délicate que la réalisation du circuit imprimé. Veillez tout de même à vérifier la taille et le brochage de votre transformateur d'alimentation et retouchez, si nécessaire, le dessin du circuit imprimé. Le montage des composants est à faire dans l'ordre classique en veillant bien à mettre en premier lieu le long strap qui passe sous le 7414. Les circuits intégrés peuvent se passer de support si vous vous sentez capable de les souder sans trop les chauffer.

Contrôlez l'orientation correcte des transistors, du pont et des circuits intégrés ainsi que la polarité des condensateurs chimiques.

Lorsque le montage est terminé et vérifié, il ne vous reste plus qu'à passer aux raccordements, ce qui est la phase la plus délicate de l'opération, côté Minitel tout au moins.

Les raccordements

L'opération la plus délicate est l'extraction des signaux R, V, B, TL, TT et Masse (I ne sert à rien comme nous l'avons déjà écrit) de votre Minitel. Pour ce faire, il faut procéder avec soin mais, au préalable, nous tenons à vous rappeler qu'une telle intervention est interdite par le règlement des PTT ; en effet, ce terminal est en location chez vous et ne vous appartient donc pas. Si vous procédez à cette intervention, c'est donc en connaissance de cause et sous votre entière responsabilité...

Pour ouvrir Minitel 1 (le modèle Telic Alcatel photographié dans notre numéro de mars), il faut procéder de la façon suivante :

– Rabattez le clavier et, avec une lame de tourne-

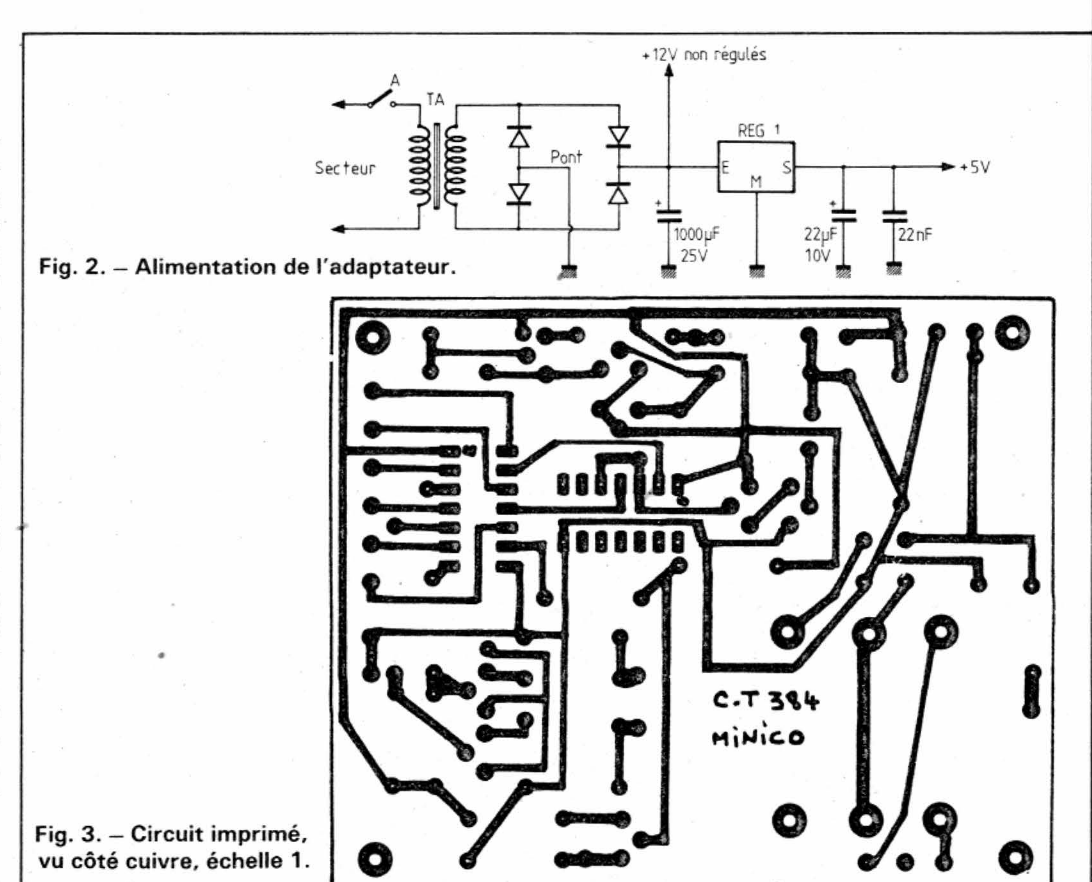


Fig. 2. – Alimentation de l'adaptateur.

Fig. 3. – Circuit imprimé, vu côté cuivre, échelle 1.

Fig. 4. – Implantation des composants.

vis, soulevez l'avant de celui-ci en agissant sur les deux petites encoches visibles de part et d'autre du bouton de verrouillage du clavier.

– Relevez alors le clavier et basculez sa partie inférieure vers le bas pour la dégager de la charnière.

– Posez alors le Minitel verticalement, l'écran TV reposant sur le clavier.

– Enlevez la pièce supportant la prise téléphone, la prise DIN et les deux passe-fils secteur et ligne téléphonique ; il faut la faire glisser vers le dessous du Minitel (attention c'est assez dur).

– Armez-vous de patience et d'un (ou une) assistant(e), et au moyen d'un tournevis à lame assez large, débloquez l'ergot se trouvant au fond de la poignée de portage ; débloquez aussi les languettes dentelées visibles par les fentes d'aération situées sous l'appareil. Ces deux opérations sont à faire en tirant le boîtier de Minitel verticalement, sinon les divers ergots ne cherchent qu'à reprendre leur place.

– Enlevez alors le corps de Minitel en faisant passer le bloc de prises par l'ouverture qu'il recouvrait. Il doit vous rester sur la table toute l'électronique groupée autour du tube cathodique. Le plus dur est fait. Vous pouvez maintenant localiser l'EF 9340 sur la carte informatique et, en vous aidant de la figure 6, souder sur les pattes adéquates les six fils nécessaires à notre adaptation.

La figure 6 représente ce circuit vu côté composants, mais il est préférable de faire les soudures côté cuivre ; c'est plus facile et l'on risque moins d'attenter à la vie du circuit. Pour faire ces connexions, nous avons employé du câble en nappe, plat, qu'il est ainsi très facile de faire sortir par la face arrière en le coinçant dans un des passe-fils. Du câble rond multiconducteurs est à proscrire, vous ne pourriez le faire passer nulle part.

Lorsque ces interventions sont faites et que vos soudures sont vérifiées très soigneusement (contrôlez surtout un éventuel court-circuit entre pattes voisines), remontez l'ensemble en procédant dans l'ordre inverse du démontage. Faites passer le câble plat dans la découpe d'un des passe-fils et n'engagez pas le passe-fil correspondant dans l'échancrure sinon vous écraseriez votre câble. Ce dernier servira de passe-fil et le vrai passe-fil dépassera, inutile, à l'extérieur.

Toutes ces opérations de montage et de démontage sont à faire avec le plus grand soin et, évidemment, avec Minitel déconnecté du secteur et de la ligne téléphonique. Par ailleurs, n'oubliez pas les remarques ci-avant relatives à la propriété de l'appareil qui impliquent que vous puissiez remettre ce dernier dans son état d'origine en cas de restitution aux PTT.

Connectez alors les fils issus de votre Minitel à notre carte via un connecteur quelconque tel qu'une prise DIN à 6 broches par exemple.

La réalisation du câble péritélévision ne présente aucune difficulté ; il suffit de respecter le brochage indiqué figure 7. Si vous pouvez vous limiter à un câble d'un mètre à un mètre cinquante de long, il n'est même pas nécessaire

Nbre	Repère	Type
1	14	SN7414, DM7414, ... 7414 ou 74LS14 TTL
1	06	SN7406, DM7406, SN7416,... 7406 ou 7416 TTL
4	T_2, T_3, T_4, T_6	2N2907, 2N2905, BC157,...
2	T_1, T_5	2N2222, 2N2219, BC107,...
1	PONT	Pont moulé 50 V 0,5 A ou plus
1	REG 1	µA7805, MC7805, régulateur SV1A TO220
1	TA	Transformateur 220 V – 9 V pour CI
2	–	Pot. ajustables, pas de 2,54 mm : 1 × 220 Ω, 1 × 1 kΩ
19	–	Résistances 1/2 W 5 % ; 1 × 4,7 kΩ : 13 × 1 kΩ ; 1 × 680 Ω ; 3 × 68 Ω ; 1 × 47 Ω
3	–	Condensateurs chimiques : 1 × 1 000 µF 25 V ; 1 × 47 µF 10 V ; 1 × 22 µF 10 V
1	–	Condensateur céramique 22 nF
2	–	Supports 14 pattes (facultatifs)

Fig. 5. – Nomenclature des composants

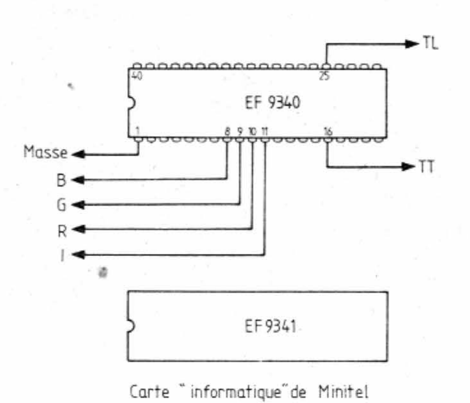


Fig. 6. – Les points de prélèvement des signaux.

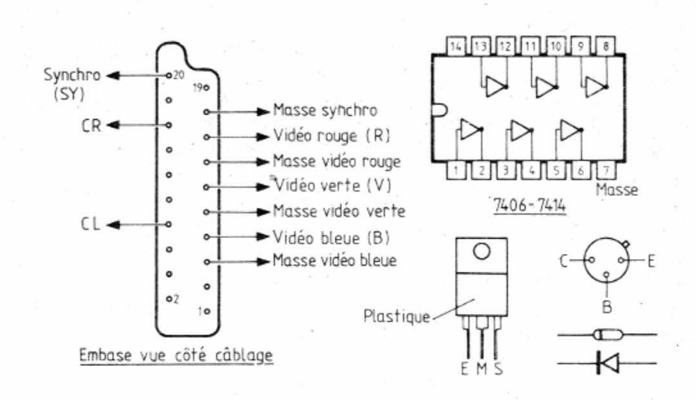


Fig. 7. – Brochages des semi-conducteurs et de la prise péritélévision.

d'employer du fil blindé et du câble multiconducteur sera suffisant. La masse de la carte sera connectée à une des masses vidéo de la prise (toutes les masses vidéo sont interconnectées dans le récepteur TV).

Utilisation

Lorsque vous êtes sûr que tout est correct, allumez votre Minitel et vérifiez qu'il fonctionne comme par le passé. En cas de problème, éteignez-le immédiatement et contrôlez vos connexions.

Mettez votre récepteur TV sous-tension en position péritélévision et ajustez le potentiomètre de 220 Ω pour avoir une image stable. Agissez conjointement sur le potentiomètre de 1 kΩ et sur les réglages de contraste et de luminosité de votre récepteur pour avoir la meilleure image possible. Attention, l'ajustement du 1 kΩ est assez critique avec certains récepteurs TV, soyez lent dans la manœuvre de son curseur.

Vous pouvez alors appeler divers services et constater le réel effort fait sur le plan du graphique et de la couleur par certains serveurs ; effort qui fait tout de suite regretter que le Minitel « normal » ne soit que noir et blanc.

Si votre téléviseur ne dispose pas d'une prise péritélévision et que vous souhaitiez tout de même réaliser ce montage, il ne vous reste plus que la solution d'acquérir un boîtier codeur Secam – modulateur UHF de CGV par exemple. De tels ensembles se trouvent pour environ 500 F chez les distributeurs de micro-ordinateurs ; il est évident que cela grève le prix de revient de notre adaptation...

Conclusion

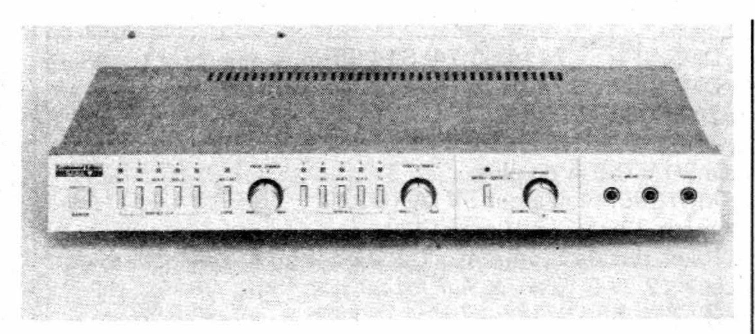
Nous en avons terminé avec cette petite réalisation qui, si elle n'est pas d'un intérêt majeur, est tout de même plaisante à utiliser. Son faible coût permet à toute personne tentée par cette expérience de la réaliser sous réserve d'être à même de mener à bien avec soin les opérations d'extraction des signaux sans dommage pour Minitel.

Nous donnons page 143 quelques exemples d'images couleur obtenues grâce à notre adaptateur.

C. TAVERNIER

Bloc-notes

LE COMMUTATEUR AUDIO-VIDEO CVA 2450 CONTINENTAL EDISON-SABA



L'électronique domestique se développe. Vous aurez demain un téléviseur, un magnétoscope, un jeu vidéo, un micro-ordinateur... Ce commutateur audio-vidéo vous permettra la sélection de toutes ces sources vidéo, sans manipulation de tous les cordons péritélévision. Il sera pour vous le « dispatching » de la vidéo.

Equipé de 5 prises péritélévision câblées en entrée, sortie, vidéo et audio, il permet la sélection et la distribution de 5 sources audio et vidéo (entrée 1 à 5), avec visualisation sur un téléviseur en contrôle raccordé sortie n° 5, ainsi que la distribution simultanée de la source n° 2 vers la source n° 1 (2 > 1) pour une copie de bande entre deux magnétoscopes.

Chaque sortie (1 à 4) peut être reliée séparément à un téléviseur ou à un magnétoscope en enregistrement.

La prise n° 4 permet en plus l'entrée d'un signal R.V.B. dans le cas d'utilisation d'un jeu vidéo, ou d'un micro-ordinateur.

Une correction du piqué de l'image présente sur les sorties 1 à 4 peut être effectuée d'une manière indépendante à la sortie n° 5. Ceci grâce à deux boutons à actions séparées.

Un mixage sonore peut être réalisé à partir d'une des sources audio et d'un micro stéréophonique.

Le raccordement d'un casque rend possible le contrôle du niveau sonore.

Caractéristiques techniques :

– Sensibilité d'entrée vidéo : 1 V sur 75 Ω.
– Sensibilité d'entrée audio voie gauche et droite : 0,5 V sur 10 kΩ.
– Niveau de sortie vidéo : 1 V sur 75 Ω.
– Niveau de sortie audio voie gauche et droite : 0,5 V sur 10 kΩ.
– Sortie casque : 0,35 V.
– Courbe de réponse : > 5 MHz.
– Correction vidéo à 2 MHz : + 5 dB – 6 dB.
– Rapport signal/bruit vidéo : > 65 dB.
– Rapport signal/bruit audio : > 50 dB.
– Diaphonie entre prises : > 38 dB.
– Diaphonie entre voies : > 45 dB.
Alimentation : 220 V - 50 Hz.
– Consommation : 270 mA.
– Dimensions : L 440 × H 60 × 220 mm.

STAGES « ACTION VIDEO »

Pour le mois de juillet, sont prévus les stages suivants :

– Vidéo initiation (5 jours, 1 450 F) : du 2 au 6 ou du 16 au 20 juillet.

– Vidéo perfectionnement (5 jours, 2 800 F) : du 23 au 27 juillet.

– Vidéo et formation (3 jours, 2 400 F) : du 11 au 13 juillet.

– Vidéo et communication dans l'entreprise (3 jours, 2 400 F). Les dates seront précisées ultérieurement.

Ces stages se déroulent au centre de formation Action Vidéo, 81, rue Saint-Thibault, à Dreux.

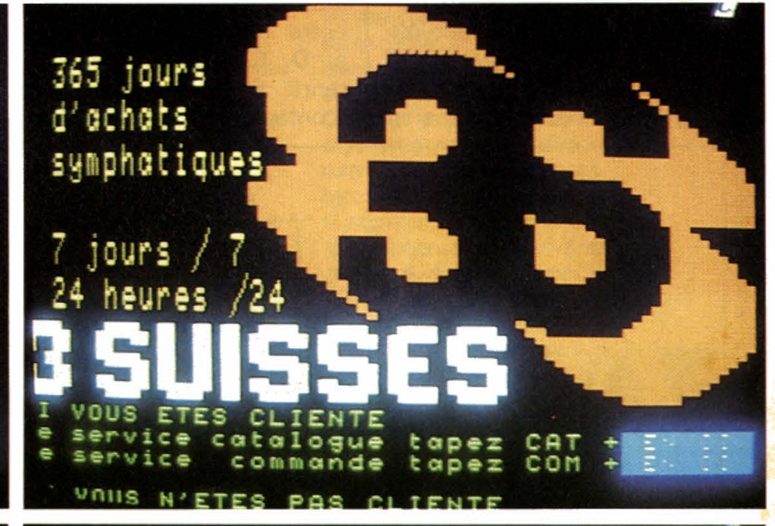
L'hébergement et la restauration sont compris dans le prix du stage.

Renseignements et inscriptions : Action Vidéo, 81, rue Saint-Thibault, 28100 Dreux. Tél. : (37) 46.67.47.

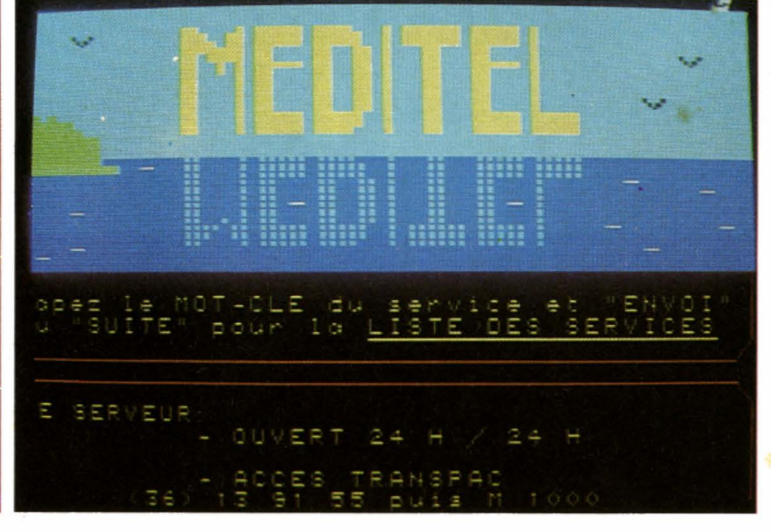

SEMITEL
Centre Serveur Vidéotex
TAPEZ VOTRE CODE ABONNE
VOTRE MOT DE PASSE
VOUS N'ETES PAS ABONNE, TAPEZ


CAM 13
CREDIT
AGRICOLE
LE BON SENS CHEZ VOUS
1+ENVOI


choix
mot-clef
ESEAU............ 1 RES
ARIFS............ 2 TAR
ORAIRES........ 3 HOR
EDUCTIONS.... 4 RED
ESERVATION.. 5 RESA
OYAGE............ 6 VOY
agages, Tourisme, Fret: tapez [suite]
le choix ou le mot-clef +[envoi]


365 jours
d'achats
symphatiques
7 jours / 7
24 heures /24
3 SUISSES
I VOUS ETES CLIENTE
e service catalogue tapez CAT +
e service commande tapez COM +
VOUS N'ETES PAS CLIENTE


ALPES DU SUD
DECOUVREZ:
LA REGION...1
LES STATIONS..2
CHOISISSEZ:
VOTRE HEBERGEMENT
QUESTIONNAIRE COMPLET...3
SIMPLIFIE...6
HOTELIERS INDIQUEZ:
VOS DISPONIBILITES...4
LE GUIDE DE L'UTILISATEUR 5


MEDITEL
apez le MOT-CLE du service et "ENVOI"
u "SUITE" pour la LISTE DES SERVICES
E SERVEUR:
- OUVERT 24 H / 24 H
- ACCES TRANSPAC
(36) 13 91 55 puis M 1000

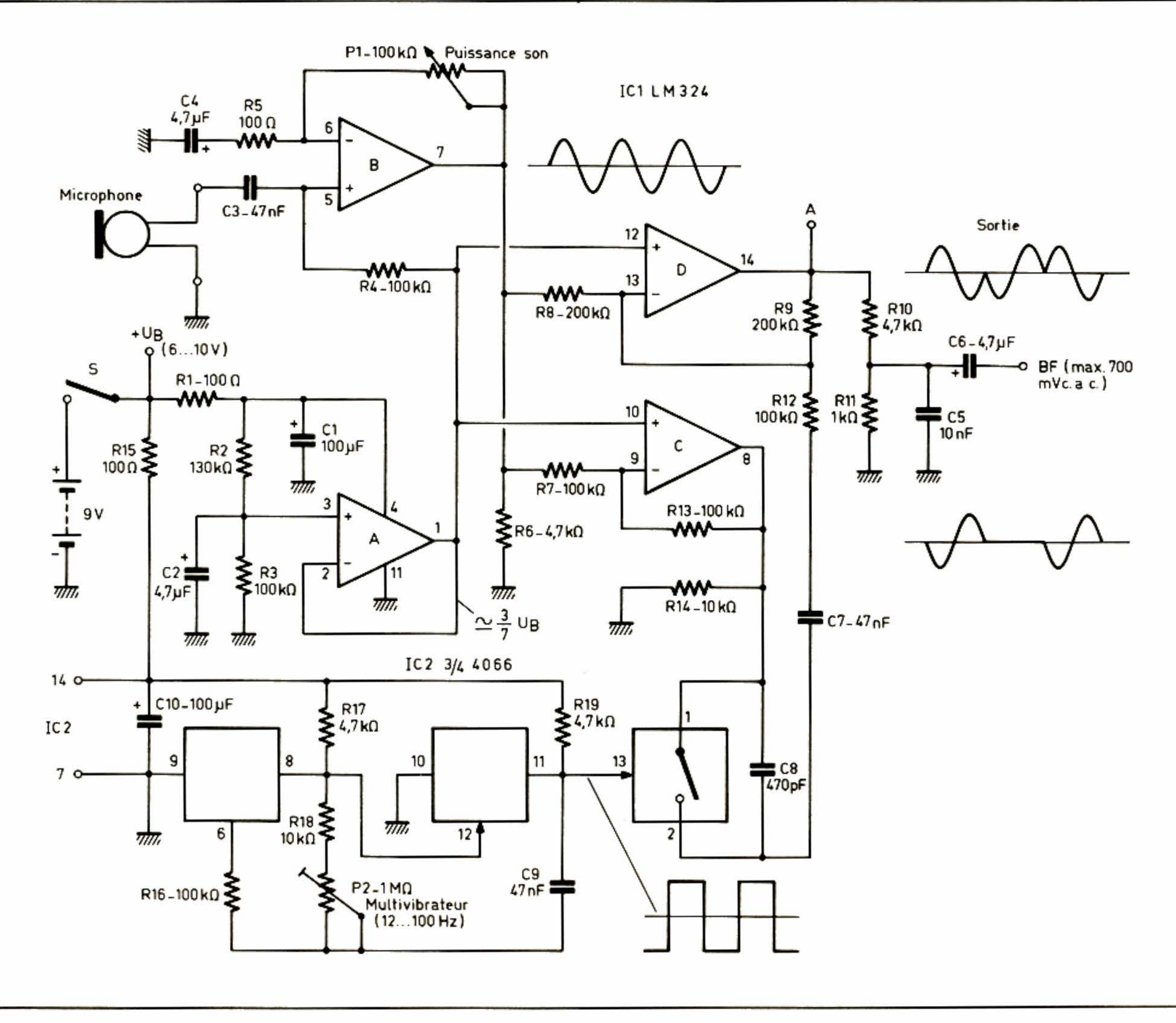
PARLER AVEC LA VOIX D'UN ROBOT

Le montage proposé sert à dénaturer une voix humaine de façon qu'on entende ce qui passe communément pour une « voix de robot ». Pour cela, on fait subir à la tension sortant d'un microphone des inversions de phase cadencées, 12 à 100 fois par seconde.

Le schéma a été établi autour de deux circuits intégrés, un quadruple amplificateur opérationnel LM 324, et un quadruple interrupteur analogique CD 4066. Deux de ces interrupteurs sont montés en multivibrateur, ce qui est possible du fait que ces « interrupteurs » contiennent des transistors à effet de champ, c'est-à-dire des éléments actifs. La fréquence de ce multivibrateur est ajustable par P_2, entre 12 et 100 Hz. Un autre des quatre commutateurs analogiques du CD 4066 (le quatrième reste inutilisé) sert effectivement comme interrupteur, dans la liaison entre les amplificateurs C et D. Ces deux amplificateurs travaillent dans un montage de sommation, où on additionne, quand l'interrupteur C-MOS est fermé, une tension alternative E à une tension alternative – 2E, le résultat étant évidemment – E, c'est-à-dire la même chose que la tension E, mais avec opposition de phase. Le préamplificateur de microphone est repéré par la lettre B, alors que l'amplificateur A sert à fixer le point moyen de fonctionnement. A sa sortie (broche 1), on doit trouver une tension égale à environ 3/7 de la tension d'alimentation U_B.

Le principe utilisé, semblable à une modulation avec suppression de porteuse, permet de rejeter, en sortie, le signal du multivibrateur à – 40 dB, si bien que ce signal n'émerge qu'à peine du bruit de fond. Le montage consomme environ 6 mA sur une pile de 9 V, et il admet, par ailleurs, toute tension d'alimentation comprise entre 6 et 10 V.

W. Knobloch
et H. Wollner
ELO, Munich
n° 12, 1983, p. 60

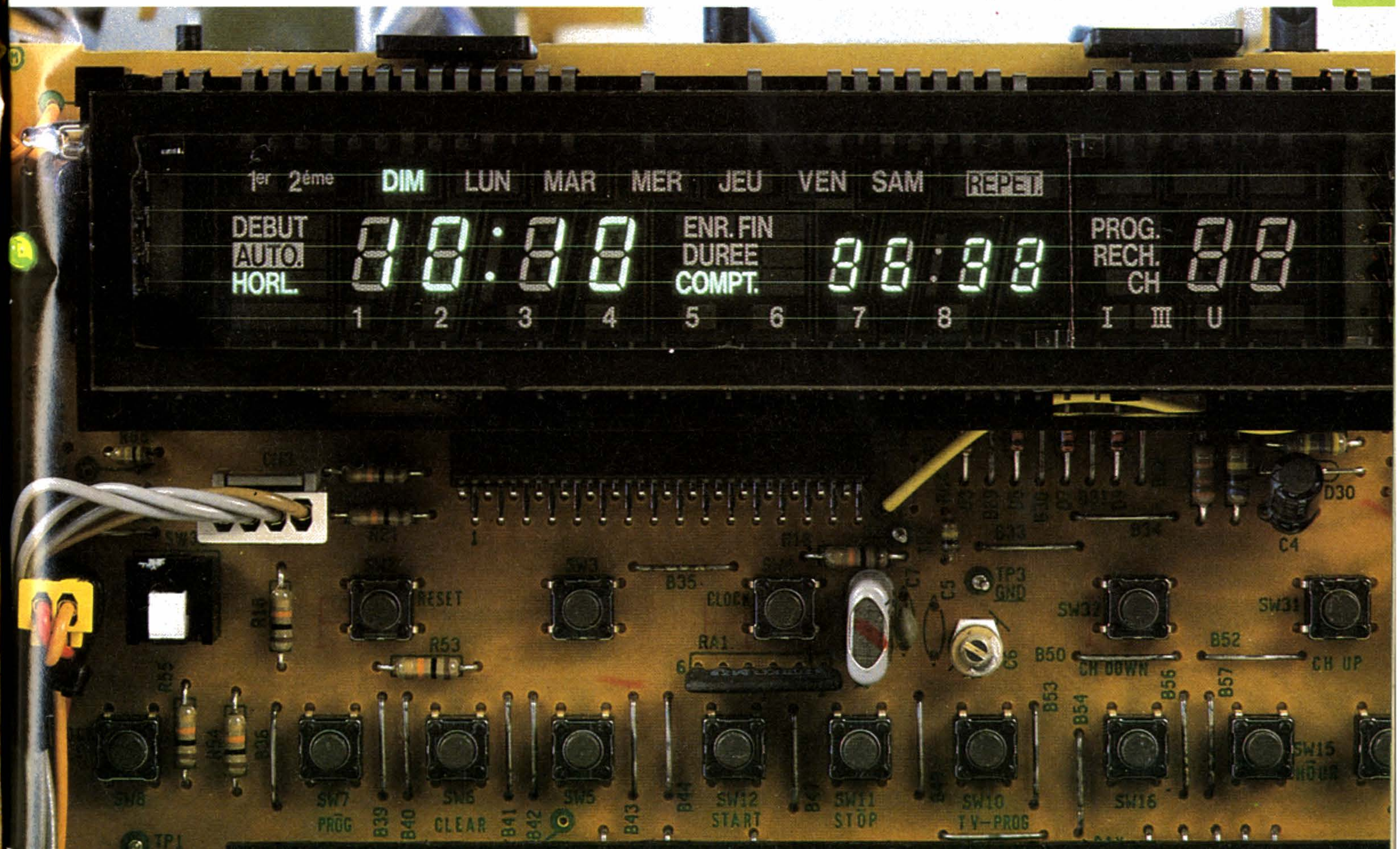


MAGNETOSCOPE BRANDT VK 49

Le magnétoscope VK 49 tient une place intermédiaire dans la gamme vidéo de Brandt. Au-dessous, nous trouvons le VK 48, appareil de présentation proche, mais plus simple, tandis que le modèle au-dessus bénéficie des trois standards avec réception PAL et Secam.
Sa couleur grise et ses touches en bandeau feront que le VK 49 s'accommodera très bien de l'esthétique des téléviseurs, sans prendre trop de place, il restera dans l'ombre. La ligne de touches, toutes semblables, laisse prévoir que la manipulation ne sera pas si simple que cela. C'est joli, bien aligné, mais, comme les inscriptions sont petites et les symboles minuscules, nous aurons probablement un peu de mal à nous y retrouver, cela devait être confirmé par la suite. Pourquoi ne pas privilégier les touches d'arrêt, d'enregistrement et de lecture en leur donnant une dimension différente ou une couleur facile à repérer ? Dommage, il faudra donc s'habituer à ce clavier.

Pour ne pas perturber davantage l'utilisateur, les commandes auxiliaires ont été dissimulées sous deux trappes, la première liée à l'afficheur et la seconde, à la recherche des stations ; cette dernière s'effectue de façon semi-automatique. L'afficheur, de grande surface, est de type fluorescent et indique le numéro du canal tandis que deux touches permettent une progression ascendante ou descendante des canaux. Ces canaux sont au nombre de 16, ceux qui ne sont pas utilisés pourront être éliminés, et l'on pourra ainsi passer très rapidement de l'un à l'autre. Le nombre de 16 stations suffit certainement, pour l'instant 5 seulement sont utiles, en région parisienne en tout cas, les émissions des 3 chaînes classiques, le réseau 4 (Canal plus) et le canal spécifique Antiope. Ce dernier ne présente guère d'intérêt pour l'enregistrement sur magnétoscope, à moins de vouloir s'amuser.

Le magnétoscope s'alimente sur le secteur. Sa face arrière présente deux prises identiques pour l'antenne, ce qui demande deux câbles terminés par des prises mâles ; lorsqu'on enlève le magnétoscope, on ne peut raccorder directement le téléviseur à l'antenne par les extrémités de câble laissées libres. On devra donc débrancher le câble du téléviseur pour brancher l'antenne sur ce dernier. Ici, cette disposition prend une autre dimension car, enfin, on découvre une prise SCART à l'arrière du magnétoscope. Cette prise de péritélévision commandera directement le passage du téléviseur en vidéo lorsque le magnétoscope sera en service. Avec cette prise, téléviseur et magnétoscope devront être branchés en parallèle sur la même antenne, on pourra également profiter du



Pratique de la Mesure

LES MULTIMETRES NUMERIQUES

Le principe des multimètres numériques est évidemment très différent de celui des appareils à aiguille. Dans ces derniers, la déviation est obtenue par effet magnétique d'un courant « emprunté » au circuit sous mesure. Ceci détermine une bonne partie des inconvénients de l'appareil, à savoir la consommation d'une puissance électrique perturbant l'appareil sous test.
Par contre, les multimètres sont construits autour d'un circuit électronique particulier, assurant la conversion d'une tension en sa valeur numérique : il s'agit d'un convertisseur Analogique/Digital ou Analogique/Numérique (A/D ou A/N).
Une différence essentielle apparaît donc déjà entre les deux types d'appareils : toute grandeur à mesurer doit être convertie en INTENSITE dans le cadre du contrôleur à aiguille ; au contraire, elle doit être convertie en TENSION pour attaquer le convertisseur A/D de l'appareil à affichage numérique.
Si le principe de fonctionnement du cadre mobile est élémentaire, celui du convertisseur A/D l'est beaucoup moins. Nous allons passer en revue les procédés les plus courants pour assurer cette fonction.

I – Principe des multimètres numériques

1. Conversion tension/fréquence

Se reporter à la figure 1. C'est évidemment la technique la plus simple. Un oscillateur est construit de manière que la fréquence délivrée soit proportionnelle à la tension d'entrée Vx. On a donc :

Fs = k . Vx

Un fréquencemètre mesure cette fréquence et affiche le résultat de la mesure. Les éléments du système sont calculés pour obtenir la vraie valeur à l'affichage avec positionnement correct du point décimal.

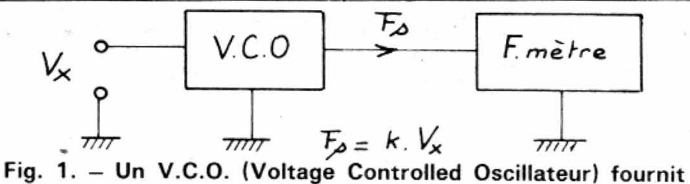


Fig. 1. – Un V.C.O. (Voltage Controlled Oscillateur) fournit une fréquence proportionnelle à Vx.

Le système est très simple à comprendre et à réaliser. Il présente cependant un certain nombre d'inconvénients :

– Il est très difficile d'obtenir une réponse parfaitement linéaire de l'oscillateur. Le coefficient k de la formule ci-dessus est susceptible de variations dans la fourchette des valeurs admissibles à l'entrée.

– On sait combien il est difficile de réaliser un oscillateur stable ! Ici, cet oscillateur doit être à la fois variable, pour suivre les variations de Vx, et stable, pour ne pas dériver si Vx reste constant. Ce n'est pas facile à obtenir ! La précision du convertisseur en dépend cependant.

– Le montage n'accepte que les tensions d'entrée d'une polarité donnée. On ne peut donc mesurer les polarités contraires qu'en prévoyant un circuit de commutation, soit manuel, soit automatique.

Malgré ces inconvénients, le procédé ci-dessus permet la réalisation de convertisseurs A/D simples... si l'on dispose du fréquencemètre !

C'est ce que nous avons fait, par exemple, pour le TFX3 et ses adaptateurs (n° 1670) ou, plus récemment, pour notre nouvel émetteur de radio-commande (n° 1698). Les résultats obtenus sont tout à fait satisfaisants !

2. Conversion simple rampe

Ce système utilise la technique du double comparateur permettant de situer la tension à mesurer par rapport à une rampe de tension couvrant tout le calibre envisagé (voir fig. 2 et 3).

Cette rampe de tension aussi linéaire que possible est fabriquée par le convertisseur lui-même et appliquée aux entrées du comparateur recevant, par ailleurs, l'un la tension à mesurer Vx et l'autre le potentiel zéro !

A l'instant t_1, la rampe démarre : on a Vr > Vx. A l'instant t_2, soit en A, Vr = Vx, et le comparateur I bascule, entraînant l'ouverture de la porte du compteur. Celui-ci commence à dénombrer les impulsions d'horloge. A l'instant t_3, point B, la tension Vr de

rampe est nulle et le comparateur II bascule à son tour, entraînant la fermeture de la porte. Le compteur s'arrête et affiche le résultat de la mesure n.

La pente de la rampe étant constante, on voit que dans le triangle rectangle ABC, on a :
cotg a = BC/AC
$= (t_3 - t_2)/Vx$
soit
$t_3 - t_2 = k\ Vx\ \text{cotg}\ a$
ce qui montre que le nombre n compté pendant t_3-t_2 est bien proportionnel à Vx. L'affichage de la polarité est obtenu par un circuit annexe qui indique + ou – selon que le premier basculement est celui correspondant à I ou à II.

Le procédé de la simple rampe a l'avantage de la simplicité. Il peut très facilement se réaliser en composants discrets. Ses performances dépendent cependant :
– de la linéarité de la rampe,
– de la stabilité de l'oscillateur d'horloge,
– de la qualité des comparateurs.

Ces considérations ont amené les fabricants de circuits intégrés spécialisés à utiliser des techniques un peu plus élaborées, permettant de réduire les causes d'imprécision. Ce sont ces techniques que nous allons voir maintenant.

3. Convertisseur à double rampe (voir fig. 4 et 5)

La tension à mesurer est appliquée en Vx tandis qu'une double tension de référence symétrique est appliquée en + Vr et – Vr. ceci permettant de mesurer les tensions positives et négatives.

A l'instant t_1, la porte analogique PL1 est ouverte alors que les portes PL2 et PL3 sont fermées. Dans l'intégrateur, le condensateur C se charge à travers R. L'intensité de charge est très voisine de Ich = Vx/R. Cette charge dure un temps constant, correspondant à un nombre précis d'impulsions d'horloge. Elle s'achève à l'instant T_2. Pendant $T_2 - T_1$, le condensateur C a acquis une charge
$Qch = I\,t = (Vx/R)\,(T_2 - T_1)$.

Notons que l'intégrateur fournit sur sa sortie une rampe montante ou descendante, selon que Vx est positive ou négative. La pente de cette rampe dépend de la valeur de Vx et son extrémité, à t_2, est donc à un niveau dépendant lui aussi de Vx.

A l'instant t_2, PL1 se ferme et l'une des portes PL2 ou PL3 s'ouvre, selon l'ordre donné par le détecteur de polarité qui a déterminé si la rampe était positive ou négative. Le

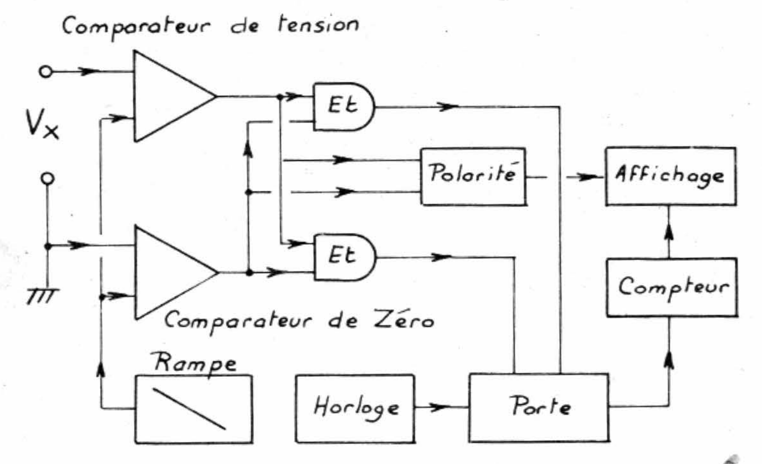


Fig. 2. – Convertisseur A/D simple rampe.

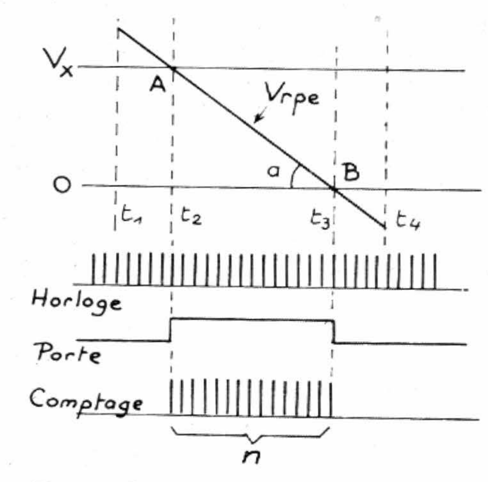


Fig. 3. – Signaux « simple rampe ».

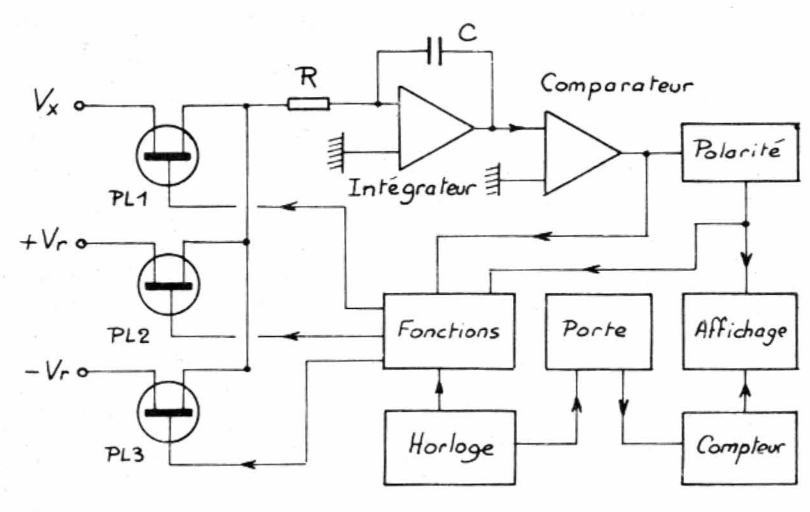


Fig. 4. – Convertisseur double rampe.

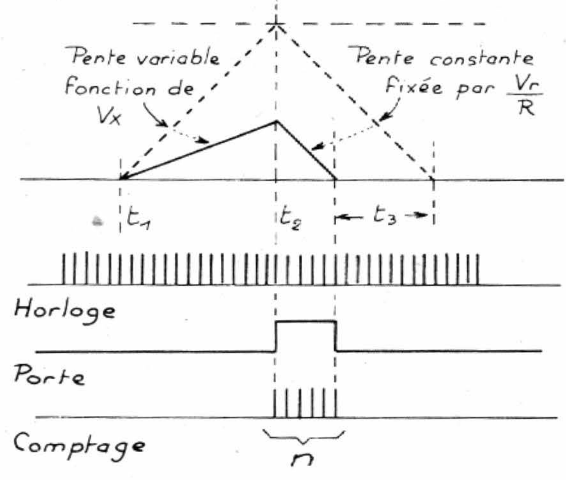


Fig. 5. – Signaux « double rampe ».

condensateur C va donc maintenant se décharger par l'intermédiaire de cette tension de référence, à travers la même résistance R. On a : Idéch = Vr/R.

Quand la tension du condensateur passe par 0, le comparateur bascule et stoppe la décharge à l'instant t_3. On a ainsi :
Qdéch
= I t = (Vr/R) $(T_3 - T_2)$.

Comme le condensateur C est alors ramené dans l'état initial, on peut écrire :
Qch = Qdéch
$(Vx/R)(t_2 - t_1) = (Vr/R)(t_3 - t_2)$
d'où :
$t_3 - t_2 = Vx \cdot (t_2 - t_1)/Vr$.

Nous savons que $t_2 - t_1$ est constant, car prédéterminé par les éléments de comptage. La tension de référence est aussi constante. La mesure de $t_3 - t_2$ est donc elle de Vx. Pour cela, les impulsions d'horloge sont dénombrées pendant cet intervalle de temps par le compteur interne, donnant le résultat à afficher « n » !

Le gros avantage du système est que la précision de la mesure ne dépend plus :
– de la fréquence de l'horloge. En effet si celle-ci dérive, elle joue de la même manière sur les durées $t_3 - t_2$ et $t_2 - t_1$, et par conséquent ne change pas le résultat n ;
– de la valeur de composants R et C dont l'action se répercute aussi sur la rampe de charge et sur celle de décharge, ne modifiant pas non plus le nombre n mesuré par le compteur.

La technique de la double rampe est très utilisée par les fabricants de circuits de voltmètre. Elle est en particulier retenue par la firme Intersil pour ses circuits ICL7106, ICL7107, ICL7135... Toutefois, quelques perfectionnements ont été ajoutés au schéma d'étude proposé figure 4.
– Tout d'abord, un système de commutateur-inverseur interne a permis de s'affranchir de la double référence. Une seule suffit alors, aussi bien pour les tensions positives que négatives.
– Un système d'auto-zéro a été ajouté de manière que le convertisseur indique bien 0 lorsque la tension d'entrée est nulle. Pour assurer le fonctionnement de cette correction, une phase supplémentaire a été ajoutée. Elle précède la phase d'intégration de la tension Vx et dure le même temps que celle-ci : 10 000 impulsions d'horloge, pour les « 20 000 points », 1 000 seulement pour les « 2 000 points » (voir fig. 6).

Dans ces circuits très spécialisés, la source de référence est souvent intégrée, ce qui fait que leur mise en œuvre se limite à l'ajout de quelques composants. La précision obtenue est de l'ordre de 0,1 %.

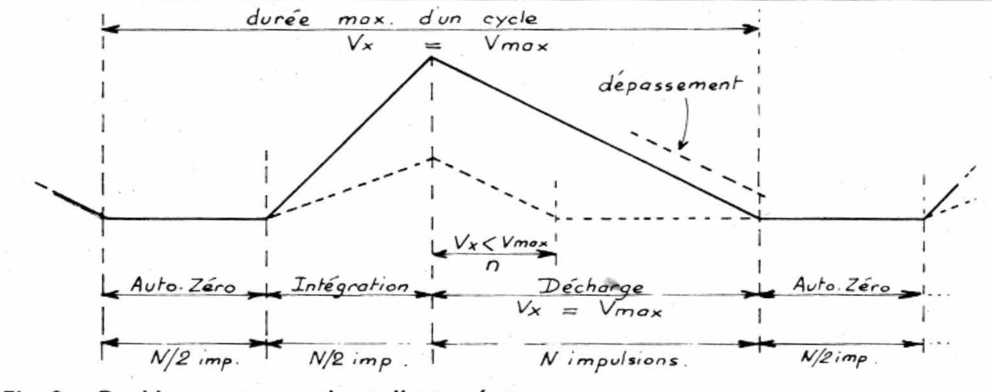


Fig. 6. – Double rampe avec phase d'auto-zéro.
N = 2 000 ou 20 000 (2 000 ou 20 000 points).

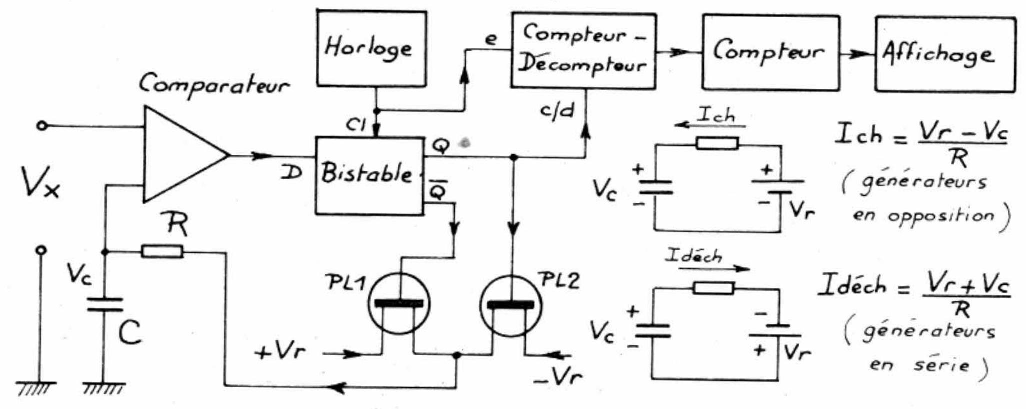


Fig. 7. – Convertisseur A/D à balance de charge.

4. Convertisseur à balance de charge

Le principe en est donné figure 7.

Un comparateur reçoit sur ses entrées la tension à mesurer Vx et celle existant aux bornes du condensateur C.
– Si Vx > Vc, le comparateur fait basculer le bistable de manière que C se charge à travers R, via la porte PL1 qui s'ouvre, par la tension de référence positive + Vr. D'autre part, le bistable met le compteur-décompteur en fonction de comptage.
– Si Vx < Vc, le phénomène inverse se produit : C se décharge à travers R et PL2 par – Vr. Le compteur-décompteur est en fonction de décomptage.

On voit tout de suite que le système tend à mettre Vx et Vc à égalité et que l'on peut admettre que la valeur moyenne de Vc est égale à Vx.

Les basculements du bistable sont toutefois déclenchés par le signal d'horloge appliqué à l'entrée « clock », ce qui fait que, dans le maintien de l'équilibre, le condensateur C est alimenté au rythme de l'horloge par des impulsions de valeur de crête égale à Vr, ces impulsions étant comptabilisées par le compteur-décompteur qui reçoit sur son entrée les mêmes signaux d'horloge.

Un temps de mesure est caractérisé par un nombre bien défini de ces signaux d'horloge. Soit N ce nombre, déterminé par d'autres

circuits de comptage, non représentés sur la figure. Si T est la durée d'une impulsion, la durée de la mesure est N T.

Pendant ce temps, C, dans le maintien de l'équilibre, a subi des charges et décharges successives : soit n le nombre d'impulsions de charge. Le nombre d'impulsions de décharge est alors (N – n).

La charge totale acquise par C est : Qch = I t
= (Vr – Vc)/R . n T
(voir annexes de la figure 7).

La décharge, pendant le même temps, est
Qdéch = I t
= (Vr + Vc)/R . (N–n) . T.

Si l'on suppose l'équilibre maintenu pendant toute la séquence (Vx = Vc), la tension Vc ne varie pas en valeur moyenne et la charge équilibre la décharge
Qch = Qdéch
(Vr – Vc)/R . n T
= (Vr + Vc)/R . (N–n) T
ce qui donne, après simplification par R et par T :
(Vr – Vc) n
= (Vr + Vc) (N – n), soit
Vr n – Vc n
= VrN + VcN–Vrn–Vcn
2 Vr n – Vr N = Vc N
Vr (2n – N) = Vc N
d'où l'on tire, sachant que Vx = Vc :
Vx = (Vr/N) (2n – N) ou
Vx = (Vr/N) (n – (N – n))
résultat très intéressant puisque n est le nombre d'impulsions de charge et (N – n) le nombre d'impulsions de décharge. Les unes sont comptées et les autres décomptées, la différence étant par conséquent l'indication finale du compteur-décompteur ! Ce dernier donne donc bien une mesure de Vx, puisque Vr et N sont des constantes du système.

Bien entendu, comme dans le procédé à double rampe, il faut que la tension Vr de référence soit particulièrement stable pour une bonne précision. Le facteur N est donné par la structure d'un compteur et est donc constant.

On remarque par ailleurs que T s'est éliminé du calcul : la stabilité de l'horloge n'intervient donc pas. Enfin, on peut constater l'absence des valeurs R et C, ce qui prouve que ces composants peuvent être quelconques.

La technique du convertisseur à balance de charge a été utilisée par Philips dans ses circuits de voltmètre. Elle est également retenue par Siliconix pour ses convertisseurs, par exemple pour le LD130, utilisé dans le multimètre MX130 que nous avons décrit dans le Haut-Parleur, ainsi que dans le thermomètre numérique TCF1 ou TCF2, décrit dans les mêmes pages.

La précision des mesures donnée par cette autre technique est du même ordre que celle de la double rampe. Des circuits d'autozéro peuvent aussi être ajoutés.

Quelle que soit la technologie choisie pour la réalisation du convertisseur, ce dernier présente généralement les caractéristiques suivantes :

– **Nombre de points de mesure :**
- 2 000 points pour les appareils les plus classiques.
- 20 000 points pour les plus performants, restant abordables.
- Quelques appareils mesurent en 3 000 ou 4 000 points.

Bien évidemment, la précision du convertisseur est liée à ce nombre de points, puisque ces montages assurent en général des mesures à 1 point près !

– **Très haute impédance d'entrée.** Le convertisseur A/D est finalement un voltmètre, mais c'est un très bon voltmètre. Son entrée de mesure est toujours associée à des circuits à très haute impédance : de l'ordre de plusieurs milliers de mégohms. Directement utilisés, ils apportent donc au circuit sous test une charge parasite, pratiquement nulle ! Malheureusement, il est souvent impossible de les utiliser dans ces conditions, ce qui compromet leurs performances. Nous verrons cela un peu plus loin.

– **Mesure des tensions positives et négatives,** avec indication de la polarité. Cela est très utile, évitant les inversions de fils, mais aussi permettant de garder le point froid de l'entrée à la masse, ce qui réduit fortement les risques de perturbations parasites extérieures, par exemple les inductions du secteur.

– **Le zéro automatique,** nous l'avons vu ! Ceci supprime tout réglage à ce niveau, assorti des inévitables retouches par dérives diverses.

– **Indication du dépassement de capacité,** par divers moyens visuels ou sonores. L'appareil est protégé contre les dépassements excessifs et, de ce fait, ne risque absolument rien, ce qui n'est pas le cas des appareils à aiguille.

L'appareil de mesure numérique semble donc être la panacée universelle, dans ce domaine du moins ! De fait, depuis quelques années, il remplace de plus en plus le traditionnel appareil à aiguille, lequel semble inexorablement voué à prendre place au musée des antiquités ! Les caractéristiques générales de ces appareils sont en effet suffisamment persuasives pour expliquer leur succès.

En tout premier lieu, on peut signaler la **plus grande facilité de lecture :** l'affichage en clair du résultat, avec la virgule positionnée, voire l'unité elle-même affichée, c'est tout de même autre chose. Souvent, avec son concurrent à aiguille, la lecture s'avère difficile. Le cadran est encombré de plusieurs échelles, entre lesquelles il faut choisir. Puis il faut se livrer au casse-tête de l'interprétation du résultat ! Si c'est parfois simple, c'est tout juste, dans d'autres cas, s'il ne faut pas sortir le papier et le crayon !

Nous pensons en particulier au 819 de Centrad, dont les graduations valent tantôt 5 unités et tantôt 4, ce qui est bien gênant !

En second lieu, il y a **la précision.** Alors que les appareils à aiguille ne font guère mieux que 3 %, un bon multimètre atteint 0,5 % sur certaines gammes ! Une telle précision n'est pas toujours utile, mais c'est tout de même un argument convaincant !

Mais nous avons abandonné notre bon convertisseur A/D, et il faut y revenir. En effet, ce montage, essentiel dans un multimètre numérique, ne se suffit pas à lui seul ! Il faut lui adjoindre des interfaces, permettant de le transformer en voltmètre à plusieurs calibres, en ampèremètre, ohmmètre... et c'est ce que nous verrons dans notre prochain numéro.

(A suivre.)

F. THOBOIS

ABC de la microinformatique
LES FONCTIONS LOGIQUES DE BASE

Après avoir survolé, dans notre précédent numéro, le monde de la micro-informatique version 1984, nous allons aujourd'hui aborder des choses un peu plus concrètes et pratiques avec la présentation des fonctions logiques de base. Cette présentation ne va pas être exhaustive et ce volontairement ; en effet, notre but n'est pas de faire un cours de logique (il y a de très bons ouvrages pour cela), mais de vous permettre très vite de réaliser le minisystème d'initiation sur lequel nous ferons les expériences pratiques qui accompagneront notre exposé. Pour pouvoir construire ce minisystème en comprenant comment il fonctionne, il vous faut tout de même disposer d'un minimum de bagages logiques que cet article et le début du suivant vont vous fournir si nécessaire. Si ce bagage est déjà en votre possession, ces lignes vont constituer une révision, pas forcément inutile, surtout au niveau de circuits telle que la bascule RS, par exemple.

Les portes logiques de base

Les fonctions logiques ou portes que nous allons présenter ci-après constituent les bases mêmes de toute la logique, qu'elle soit combinatoire ou séquentielle ; en effet, toutes – et nous disons bien toutes – les fonctions logiques sont construites à partir de ces portes de base. Bien sûr, pratiquement, vous n'allez pas vous amuser à construire une bascule D, par exemple, à l'aide de portes, mais, au niveau du circuit intégré lui-même, c'est ce qui est réalisé.

Ces portes logiques de base sont universellement employées telles quelles dans tous les circuits micro-informatique car leurs fonctions sont irremplaçables. Il est donc logique (!) de commencer par leur étude et, s'il n'est pas nécessaire que vous reteniez tout le contenu de cet article pour pouvoir suivre le déroulement de notre ABC, il est au moins nécessaire que vous connaissiez les noms et les tables de vérité des fonctions que nous allons présenter maintenant, non sans avoir précisé, au préalable, quelques conventions.

Conventions

Pour simplifier et homogénéiser l'ensemble de ces articles, nous allons adopter un certain nombre de conventions, basées sur la pratique adoptée dans 99 % des cas ; conventions qui sont les suivantes :

– Nous allons travailler en logique positive sauf indication contraire pour des cas particuliers.

– Un niveau logique vrai sera représenté par un « 1 ».

– Un niveau logique faux sera représenté par un « 0 ».

– Ces représentations sont indépendantes de la valeur de la tension qui leur correspond dans la pratique mais, pour fixer les idées, le « 1 » correspond au + 5 V en logique TTL et le « 0 » à 0 V dans cette même logique. En logique CMOS, le « 0 » correspond aussi à 0 V et le « 1 » correspond à + V, V étant la tension d'alimentation des circuits. Ces notions seront précisées lors de la phase pratique de notre étude.

– Compte tenu des problèmes de typographie que cela pose, et suivant en cela les dernières directives en ce domaine, les signaux logiques habituellement représentés avec une « barre au-dessus » signifiant leur inversion seront représentés dans le texte de ces articles par le nom du signal suivi d'une astérisque. Ainsi A « barre » sera noté A * ; cela évitera bien des sources d'incompréhension dues à une ou plusieurs barres qui pourraient sauter à l'imprimerie. Sur les figures et sur les brochages des circuits, nous conserverons par contre la notation barre pour être conforme aux fiches techniques des fabricants.

Les portes ET, OU, NON

Ces trois portes sont les fondements de la logique et nous allons en commencer l'étude par la présentation de la fonction ET.

Considérons deux signaux logiques A et B que nous allons faire passer dans une porte ET à deux entrées (puisque nous n'avons que deux signaux). Par définition, la sortie de cette porte sera à « 1 » si et seulement si A est à « 1 » ET si B est à « 1 ». C'est bien la signification réelle de la préposition « ET » appliquée à deux si-

gnaux. A partir de cette définition, nous pouvons dresser la table de vérité de la fonction logique ET. Qu'est-ce qu'une table de vérité ? Tout simplement un tableau représentant l'état des sorties d'un circuit en fonction de toutes les combinaisons possibles appliquées à ses entrées. La figure 1 présente la table de vérité d'une porte ET à deux entrées et la figure 2 celle d'une porte ET à quatre entrées, étant entendu que l'on peut concevoir selon ce principe des portes ET à N entrées. Remarquez bien sur ces deux figures que la sortie est à « 1 » uniquement lorsque toutes les entrées sont à « 1 ».

A	B	Sortie
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

Fig. 1. – Table de vérité d'une porte ET à deux entrées.

Cela étant vu, sachez qu'il existe un certain nombre de symboles normalisés pour représenter la fonction ET, tant au niveau de l'écriture de la fonction logique, qu'au niveau de la représentation de la porte ET sur un schéma. Ces symboles sont tous visibles sur la figure 3. Les plus utilisés étant le « + » pour les équations logiques et le symbole dit américain pour les schémas.

A	B	C	D	Sortie
0	0	0	0	0
0	0	0	1	0
0	0	1	0	0
0	0	1	1	0
0	1	0	0	0
0	1	0	1	0
0	1	1	0	0
0	1	1	1	0
1	0	0	0	0
1	0	0	1	0
1	0	1	0	0
1	0	1	1	0
1	1	0	0	0
1	1	0	1	0
1	1	1	0	0
1	1	1	1	1

Fig. 2. – Table de vérité d'une porte ET à quatre entrées.

La fonction OU est aussi simple que la ET. Si l'on applique à une porte OU deux signaux A et B, la sortie de cette porte sera à « 1 » si A OU B est à « 1 ». Il faut ouvrir, à ce niveau, une parenthèse. En effet, dans la langue française, le OU a deux significations différentes selon qu'il est INCLUSIF ou EXCLUSIF. Lorsque vous dites « il fait beau OU il fait mauvais », vous employez un OU EXCLUSIF car les deux affirmations ne peuvent être vérifiées simultanément. Elles s'excluent mutuellement. Par contre, lorsque vous dites « J'ai froid lorsqu'il pleut OU lorsqu'il fait du vent », vous employez un OU INCLUSIF, votre affirmation étant vraie même si les deux conditions sont vraies simultanément. En logique l'on a pris l'habitude de dire OU pour OU INCLUSIF (qui est le plus répandu) et OU EXCLUSIF pour OU EXCLUSIF.

Comme pour le ET, il peut se concevoir des portes OU ou OU EXCLUSIF à autant d'entrées que l'on désire. La figure 4 vous propose les tables de vérité de portes OU et OU EXCLUSIF à deux entrées. La figure 5 vous indique les différents symboles normalisés étant entendu que, pour les équations logiques, c'est le signe « + » qui est très souvent employé tandis que, dans les schémas, c'est le symbole américain qui est le plus répandu.

Vient ensuite la dernière fonction logique de base qui est le NON appelé aussi parfois le PAS. Son rôle est très simple, la sortie d'une porte NON (cela s'appelle un inverseur) est le contraire de son entrée ainsi que l'indique la table de vérité de la figure 6. Les inverseurs n'existent évidemment qu'à une seule entrée et leurs symboles sont représentés figure 7, sachant que la notation « barre au-dessus » est la plus employée pour les équations logiques (malgré les problèmes de typographie que cela pose !) et que c'est toujours le symbole américain que l'on trouve le plus souvent dans les schémas. Ces notions étant vues, nous allons faire un peu de langues étrangères pour vous indiquer que ET se dit AND en anglais, que OU se dit OR et que NON se dit NOT. L'on parle souvent de portes AND ou de portes OR, vous savez maintenant de quoi il s'agit.

Combinons ces fonctions de base

Ces fonctions de base peuvent se combiner pour créer à nouveau deux autres fonctions très répandues : fonctions que nous aurions pu vous présenter ci-avant avec le ET et le OU tant elles sont classiques. Cependant, il est plus logique (c'est le cas de le dire) de procéder ainsi car l'on

PORTE OU		
A	**B**	**Sortie**
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

PORTE OU EXCLUSIF		
A	**B**	**Sortie**
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Fig. 4. – Tables de vérité d'une porte OU et d'une porte OU EXCLUSIF à deux entrées.

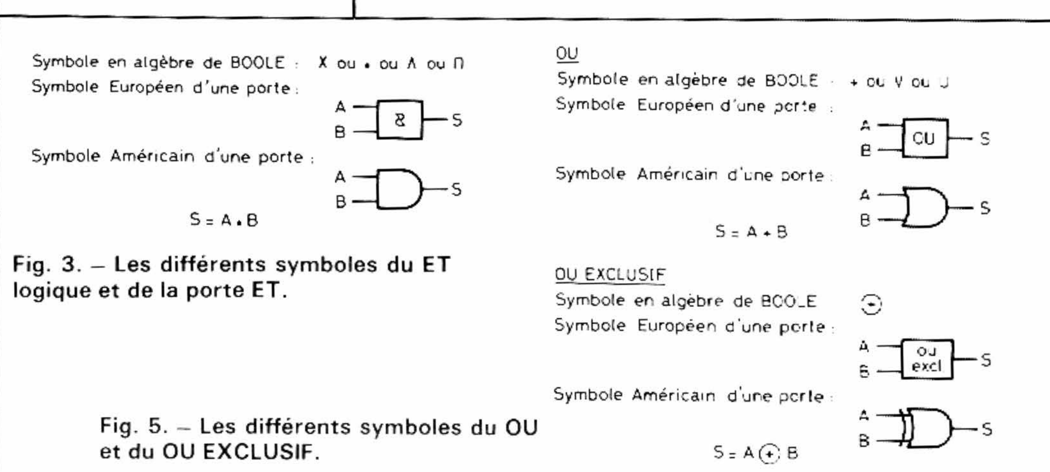


Fig. 3. – Les différents symboles du ET logique et de la porte ET.

Fig. 5. – Les différents symboles du OU et du OU EXCLUSIF.

voit beaucoup mieux leur provenance.

Nous allons donc, tout d'abord, faire suivre un ET d'un inverseur, nous créons ainsi une fonction ou une porte NON ET plus connue sous son appellation anglaise de NAND (ce qui est la contraction de NOT AND). Compte tenu des tables de vérité des fonctions ET et NON, la table de vérité du NAND est très simple à établir et vous pouvez vérifier qu'elle correspond bien à celle visible figure 8. Les divers symboles du NAND sont représentés figure 9 avec, ici encore, prédominance du symbole américain dans les schémas, et de la notation et « barre au-dessus » pour les équations logiques.

Si maintenant nous plaçons notre inverseur derrière un OU, nous allons obtenir une porte NON OU plus connue sous le nom de NOR (contraction de NOT et OR). Sa table de vérité et ses symboles se déduisent de ceux de la porte OU et de l'inverseur comme le montrent les figures 10 et 11.

Il est évident que l'on peut aussi placer un inverseur derrière un OU EXCLUSIF pour former alors un « EXCLUSIVE OR » (là, il n'y a pas d'appellation contractée) ; les remarques faites ci-avant pour le OU restant valables dans ce cas.

Avec ces quelques portes, nous avons fait un tour d'horizon complet des portes logiques de base. Il est essentiel de bien retenir les symboles (américains) de ces éléments ainsi que leurs tables de vérité car, comme vous allez le constater, ils reviennent très souvent dans tous les montages logiques.

L'algèbre de BOOLE

Rassurez-vous, cette algèbre-là, ou au moins ce que vous avez à en savoir pour faire de la micro-informatique, est aussi simple que ce que nous venons d'exposer. Nous pouvons considérer l'algèbre de BOOLE comme un moyen de représenter sous forme d'équations un certain nombre de fonctions logiques. Nous avons déjà effleuré le sujet en vous indiquant ci-avant les symboles employés pour représenter les portes dans les équations logiques ; sachez donc qu'en algèbre de BOOLE, un signal logique se représente généralement par une lettre majuscule, dès lors, le signal (que nous appellerons C) résultant du passage de deux signaux A et B dans une porte ET s'écrira :

– $C = A \cdot B$ puisque $\cdot$ est le symbole du ET logique.

De même, le passage de trois signaux A, B, C dans une porte OU à trois entrées sera symbolisé de la façon suivante :

– $D = A + B + C$ puisque « + » est le symbole du OU logique.

Pour pouvoir exploiter ces possibilités de représentation, il faut connaître un certain nombre de règles de base de l'algèbre de BOOLE. Nous allons les passer en revue ci-après avec, lorsque cela sera simple, la démonstration de celles-ci :

– Les équations logiques sont commutatives, c'est-à-dire que, par exemple : $A \cdot B \cdot C = B \cdot A \cdot C = C \cdot B \cdot A = C \cdot A \cdot B$, etc.

– Les équations logiques sont associatives, c'est-à-dire que, par exemple : $(A + B) + C = A + (B + C) = A + B + C$

– Quel que soit A, $A + A = A$, vérifiez avec la table de vérité du OU, et cela vous sautera aux yeux.

– Quel que soit A, $A \cdot A = A$, même remarque que ci-dessus.

– Quel que soit A, $A + 1 = 1$, même remarque que ci-dessus.

– Quel que soit A, $A \cdot 1 = A$, même remarque que ci-dessus.

Les règles présentées ci-après faisant appel à la notation « barre au-dessus » et celle-ci ne passant pas à l'imprimerie, nous allons représenter le contraire de A (ou NON A si vous préférez) par A suivi par une astérisque (A*).

– Quel que soit A, $A + A^* = 1$, à vérifier avec la table de vérité de la fonction OU.

– Quel que soit A, $A \cdot A^* = 0$, même remarque que ci-dessus.

– Quel que soit A, A^{**} (c'est-à-dire A inversé deux

E	S
0	1
1	0

Fig. 6. – Table de vérité d'un inverseur.

Symbole en algèbre de BOOLE : –
Symbole Européen d'un inverseur : E—o—S ou E—/—S
Symbole Américain d'un inverseur : E—▷o—S
$S = \overline{E}$

Fig. 7. – Les différents symboles d'un inverseur.

A	B	Sortie
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Fig. 8. – Table de vérité d'une porte NAND à deux entrées.

Symbole en algèbre de BOOLE : $\overline{\cdot}$ ou $\overline{\Lambda}$ ou $\overline{\cap}$
Symbole Européen d'une porte : A, B — & — S ou A, B — & — S
Symbole Américain d'une porte : A, B — S
$S = \overline{A \cdot B}$

Fig. 9. – Les différents symboles d'une porte NAND.

A	B	Sortie
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

Fig. 10. – Table de vérité d'une porte NOR à deux entrées.

Symbole en algèbre de BOOLE : $\overline{+}$ ou $\overline{V}$ ou $\overline{U}$
Symbole Européen d'une porte : A, B — ou — S ou A, B — ou — S
Symbole Américain d'une porte : A, B — S
$S = \overline{A + B}$

Fig. 11. – Les différents symboles d'une porte NOR.

THEOREME DE MORGAN

$(A + B)^* = A^* . B^*$

ou

$(A . B)^* = A^* + B^*$

Fig. 12. – Le théorème de De Morgan.

fois) = A, même remarque que ci-dessus.
– Quel que soit A, A + 0 = A, idem.
– Quel que soit A, A · 0 = 0, idem.

Si vous avez suivi nos conseils et avez vérifié sur les tables de vérité les affirmations précédentes, vous avez dû constater deux choses. La première est que vous commencez à connaître lesdites tables, la seconde est que nombre de « théorèmes » de l'algèbre de BOOLE sont quasiment évidents lorsque l'on y réfléchit un peu.

Une dernière relation fondamentale de l'algèbre de BOOLE est tout aussi facile à vérifier au moyen des tables de vérité ; c'est le théorème de DE MORGAN ; ses deux représentations sont indiquées figure 12.

Vous disposez maintenant d'assez de connaissances en algèbre de BOOLE pour vous lancer dans la micro-informatique. Les méthodes de simplification plus évoluées des équations logiques (tableau de KARNAUGH, etc.) ayant plus leur place dans les écoles que lors de la conception d'un circuit.

En conclusion à cette présentation des fonctions logiques de base et des règles élémentaires de l'algèbre de BOOLE, nous vous proposons en figure 13 et 14 deux tableaux récapitulatifs des symboles et tables de vérité ainsi que des « théorèmes » énoncés ci-avant.

A B	0 0 1 1 0 1 0 1	Nom	Equations	Symboles
S	0 0 0 1	ET ou AND	S = A.B ou S = A ∩ B	A, B – & – S ou A, B – S
S	0 1 1 1	OU ou OR	S = A + B ou S = A ∪ B	A, B – ou – S ou A, B – S
S	0 1 1 0	OU Exclusif ou Exclusive OR	S = A ⊕ B	A, B – ou excl. – S ou A, B – S
S	1 1 0 0	NON ou PAS ou Inverseur	$S = \overline{A}$	A – S ou A – S ou A – S
S	1 1 1 0	NON ET ou NAND	$S = \overline{A.B}$	A, B – & – S ou A, B – S
S	1 0 0 0	NON OU ou NOR	$S = \overline{A+B}$	A, B – ou – S ou A, B – S
S	1 0 0 1	NON OU Exclusif ou Exclusive NOR	$S = \overline{A \oplus B}$	A, B – ou excl – S ou A, B – S

Fig. 13. – Tableau récapitulatif des symboles des fonctions logiques de base.

Expression booléenne	Remarque
A.B.C = A.C.B = B.C.A., etc. A + B + C = A + C + B = B + C + A, etc	Les équations logiques sont commutatives
A.B.C. = (A.B).C = A.(B.C.) A + B + C = (A + B) + C = A + (B + C)	Les équations logiques sont associatives
A + A = A	A vérifier avec une table de vérité
A . A = A	Idem
A + 1 = 1	Idem
A . 1 = A	Idem
A + A* = A	Idem
A . A* = 0	Idem
A = A**	Idem
(A + B)* = A* . B* (A . B)* = A* + B*	Théorème de Morgan
A + 0 = A	A vérifier avec une table de vérité
A . 0 = 0	Idem

Fig. 14. – Tableau récapitulatif des règles principales de l'algèbre de Boole.

Logique séquentielle

La logique dont nous venons de parler s'appelle la logique combinatoire car elle procède par combinaison de fonctions de base et de signaux stables dans le temps. Nous allons maintenant aborder la présentation de la logique dite séquentielle dans laquelle les notions de temps interviennent. Les fonctions de base de la logique séquentielle sont les bascules dont il n'existe que deux types principaux : la bascule D et la bascule J-K. Sur ces deux types se greffent de nombreuses variantes mais ce ne sont que des petites extensions des fonctions réelles de ces bascules. Vous voyez donc qu'il ne va pas y avoir de gros efforts à faire pour tout savoir de la logique séquentielle.

Comme pour démentir ce que nous venons d'exposer, nous allons cependant commencer cette étude de la logique séquentielle par une bascule qui n'est ni D ni J-K. Ce n'est pas dans un but délibéré de vous embrouiller, mais tout simplement parce que la bascule R-S présentée maintenant est un circuit constitutif élémentaire de la bascule D et qu'il est très employé tel quel en micro-informatique comme circuit anti-rebondissement au niveau d'un interrupteur par exemple.

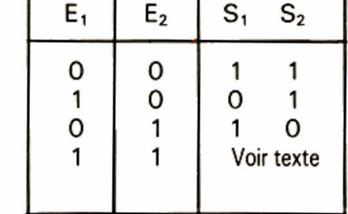
La bascule R-S

Cette bascule n'en est pas vraiment une, mais comme elle est réalisée très simplement au moyen des

portes de base étudiées ci-avant, cela nous permet de passer, en douceur, du combinatoire au séquentiel. Considérons donc la figure 15 qui n'est autre qu'une bascule ou bistable R-S réalisée avec les NAND (on peut faire de même avec des NOR). A partir de la table de vérité de la fonction NAND, il est possible de dresser la table de vérité de ce montage pour les états $E_1 = 0$ et $E_2 = 0$, $E_1 = 1$ et $E_2 = 0$, $E_1 = 0$ et $E_2 = 1$; table de vérité qui doit être conforme à celle visible sur cette même figure. Par contre, pour l'état $E_1 = 1$ et $E_2 = 1$, un problème se pose ; en effet, si l'on ne fait aucune supposition sur l'état de S_1 et S_2, on peut très bien trouver que $S_1 = 0$ et $S_2 = 1$ mais aussi $S_1 = 1$ et $S_2 = 0$. La seule solution permettant d'affirmer dans quel état sera la bascule étant de connaître l'état de S_1 ou de S_2 avant la mise à 1 simultanée de E_1 et E_2. Nous voyons donc apparaître ici deux notions fondamentales, la notion de temps et la notion de mémorisation.

E1 S1 E2 S2

Fig. 15. – Bascule R-S et sa table de vérité.



E_1	E_2	S_1 S_2
0	0	1 1
1	0	0 1
0	1	1 0
1	1	Voir texte

Fig. 15b

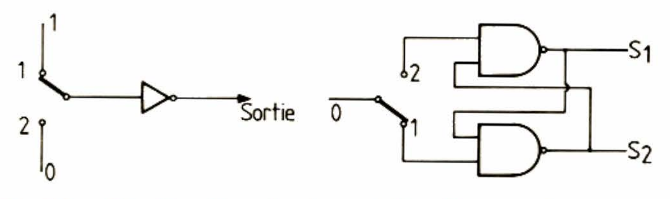


Fig. 16. – Principe d'un circuit antirebondissement.

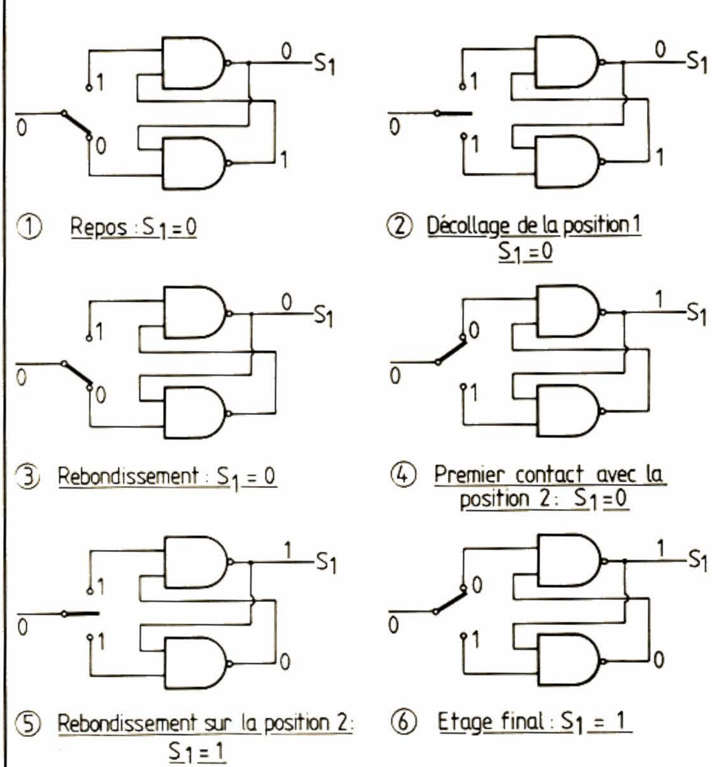


Fig. 17. – Décomposition du fonctionnement d'une bascule antirebondissement.

Si, à la suite de l'application de niveaux adéquats, S_1 était passée à 1 et S_2 à 0, le fait de passer E_1 et E_2 à 1 maintient S_1 et S_2 dans cet état, il y a donc mémorisation de l'état de S_1 et de S_2.

Examinons maintenant le schéma de la figure 16 dans sa partie gauche d'abord. Nous y voyons un vulgaire interrupteur chargé d'envoyer à des circuits logiques un niveau 1 (à cause de l'inverseur) à chaque pression sur celui-ci. Malheureusement ce circuit fonctionne très mal, en effet un commutateur, aussi bon soit-il, est affecté d'un défaut que l'on appelle le rebondissement.

Ce défaut se caractérise de la façon suivante : lorsque l'on bascule l'interrupteur de 1 en 2, le décollage du contact de 1 n'est pas immédiat mais se compose d'une quantité de coupures et de rétablissements de contacts très rapides (la durée moyenne du phénomène est de 2 millisecondes environ) ; à l'arrivée du contact mobile sur 2, le même problème se présente. Notre circuit simple génère donc un train d'impulsions alors que nous souhaitions un seul changement d'état. Voyons ce que nous apporte la bascule R-S.

Lorsque notre interrupteur est en position 1, la sortie S_1 est à 0 et S_2 est à 1. Lorsque l'on manœuvre celui-ci pour passer de 1 en 2, le décollage de la position 1, même affecté de ses rebondissements, n'est pas gênant. En effet, quand le contact mobile ne touche plus le point 1, les deux entrées de la bascule R-S passent à 1 et celle-ci mémorise donc l'information précédente, les sorties S_1 et S_2 ne changent donc pas d'état. Quand le contact mobile de l'interrupteur arrive en 2, lors du premier contact avec le point 2, la bascule change d'état (voir table de vérité de la fig. 4) et S_1 passe à 1 et S_2 à 0 ; par contre, même si le contact mobile rebondit sur 2, cela n'a pas d'importance puisque lorsque ce contact se retrouve en l'air, les deux entrées de la bascule sont à 1 et celle-ci mémorise donc l'état précédent de ses sorties. La figure 17 détaille cela au moyen de petits dessins représentant les explications ci-avant.

Nous avons réalisé un circuit anti-rebondissements que l'on appelle plus souvent anti-rebond. Ce circuit simple est très utilisé dans de nombreux montages logiques où des entrées de signaux binaires ont lieu au moyen de boutons-poussoirs.

Conclusion

Nous en resterons là pour aujourd'hui, notre prochain article étant consacré aux bascules D et J-K précitées, ainsi qu'à quelques autres circuits dont l'utilité en micro-informatique n'est plus à démontrer. Vous aurez alors en mains toutes les informations nécessaires qui seront concrétisées et exploitées lors du montage de notre mini-système d'initiation.

C. TAVERNIER

LE TF 7 SF :

MIXER ET SONDE TACHYMETRIQUE

Nous avons terminé le mois dernier la description du codeur de notre nouvel émetteur type TF7-SF. Ce mois, nous allons décrire deux circuits complémentaires : un MIXER de voies et une SONDE TACHYMETRIQUE.
Rappelons que l'avantage apporté par le nouveau codeur TF7-SF, par rapport à son frère aîné TF7-S, est la plus grande versatilité d'emploi, avec quatre voies en S possibles, le couplage d'une des voies en S avec une autre voie quelconque, enfin le mixage possible de deux voies quelconques.

I – Le mixer

Cet accessoire permet l'installation particulièrement facile des commandes d'ailes volantes ou d'empennages papillons sur certaines maquettes spéciales. Elle supprime tout complément tant électrique que mécanique, à bord de la cellule.

1. Le schéma (voir fig. 1)

Le schéma retenu est exactement celui que nous avons utilisé dans le TF7-S où ce circuit était monté à demeure et toujours sous tension.

Il comporte quatre amplis OP contenus dans un seul boîtier LM324, caractérisé par une faible consommation. Les signaux à mixer sont injectés sur les entrées A et B des amplis I et III. Les quatre amplis sont montés en inverseurs.

Le signal injecté sur la voie A est inversé par I puis transmis à II et IV qui inversent également. Ce signal se retrouve donc avec le même sens qu'au départ sur les sorties S+ et S–.

Le signal injecté sur la voie B est inversé par III puis d'autre part transmis directement en sortie S– (où il se retrouve donc en sens contraire – B)., d'autre part à l'ampli IV, lequel inversant à nouveau lui

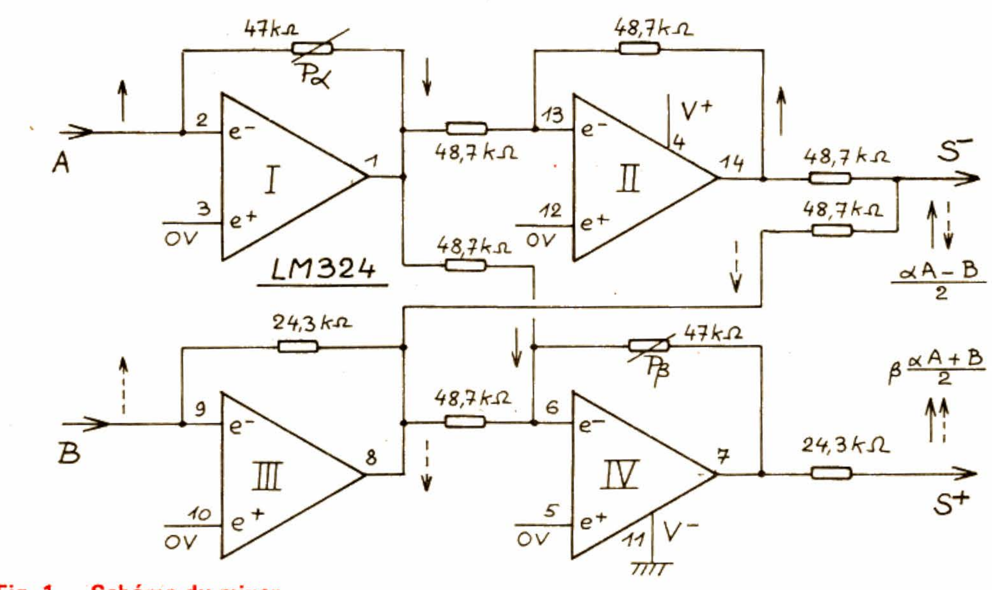


Fig. 1. – Schéma du mixer.

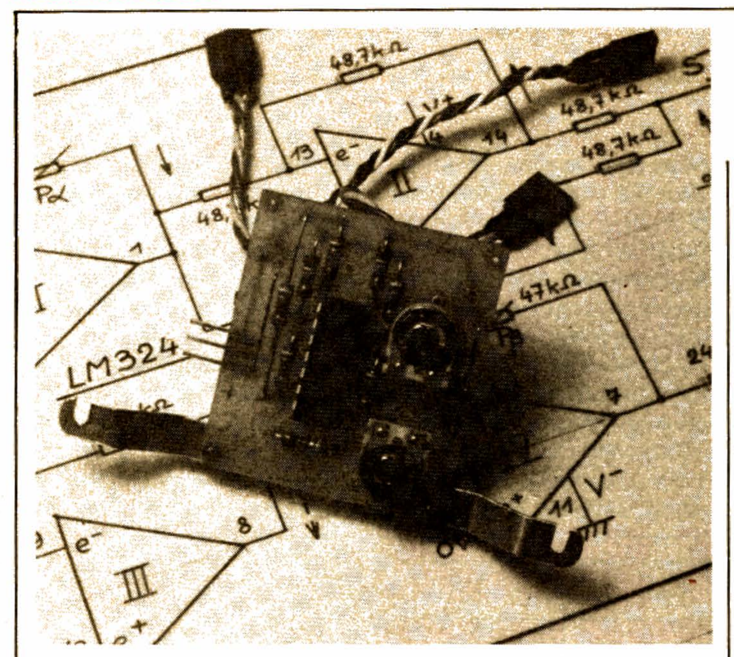


Photo A – Le petit CI du mixer. Remarquer les pattes de fixation.

donne son sens de départ en sortie S+.

Finalement, si les signaux A et B ont le même sens en entrées du mixer (flèches de la figure), ils se retrouvent également en même sens en S+ où ils s'additionnent, mais en sens contraire en S–, où ils se retranchent.

Lorsque deux servos sont connectés aux sorties respectives S+ et S–, ils réagiront donc tous deux aux ordres A et B. Les ordres de la voie A les feront tourner (ou se déplacer) dans le même sens, tandis que les ordres de la voie B les feront tourner en sens contraire.

Ainsi l'entrée A serait reliée au manche de profondeur pour une aile volante. L'ordre A ferait baisser ou lever les deux ailerons gauche et droit en même temps. En revanche l'entrée B serait reliée au manche d'ailerons qui ferait ainsi monter un aileron tandis que l'autre descend. Evidemment, les actions décrites supposent que les deux servos ont le même sens d'action (servos parfaitement identiques). Si au contraire, vous utilisez des servos à sens de rotation inverses l'un de l'autre, le rôle des entrées A et B est permuté. Cela peut être intéressant.

Par ailleurs, vous l'avez constaté, le gain de l'ampli I est ajustable par Pα, permettant d'avoir dans les signaux S+ et S–, plus ou moins de A. Cette commande permet donc de privilégier une action par rapport à l'autre, selon les résultats obtenus en vol par la cellule. De même le gain de IV est ajustable par Pβ. Le niveau global de S+ est ainsi dosable. Il est facile d'équilibrer les actions des deux sorties. En effet, rappelons que A fait monter ou baisser en même temps les deux ailerons de l'aile volante pour donner l'ordre de profondeur (piqué ou cabré). Mais imaginons que les deux servos aient des courses différentes, l'un déviant plus que l'autre pour la même correction électrique. Alors l'ordre de profondeur va se doubler d'un ordre d'ailerons parasite qui va faire partir la cellule en virage. Le réglage P permet d'annuler cet effet secondaire. Les formules donnant les signaux S+ et S– sont donc :

$$S+ = \beta \, \frac{\alpha A + B}{2}$$

$$S- = \frac{\alpha A - B}{2}$$

Le réglage Pα agit donc sur le niveau de A dans les deux sorties (rapport entre A et B).

Le réglage Pβ n'agit que sur la sortie S+ (rapport entre S+ et S–). Mélangeant les deux informations A et B dont les amplitudes sont prévues par les circuits de manches (voir le mois dernier), pour donner seules les courses normales des servos, on se doute que lorsque ces signaux sont additionnés, l'amplitude de la somme peut atteindre 2 fois l'amplitude de la course normale. Or les servos ne peuvent pas tourner de 2 fois leur course mécanique !!! Il faut donc impérativement s'arranger pour que cette somme à double amplitude soit ramenée à la limite normale. C'est la raison d'être du diviseur par 2 apparaissant dans les formules données.

Pour la sortie S–, c'est la valeur de la résistance de sortie (48,7 kΩ) qui donne ce diviseur. Pour la sortie S+, c'est le gain de l'ampli IV qui est de 1/2 et qui permet de l'obtenir.

Evidemment, côté servos, une moitié de la course est réservée à l'ordre des ailerons (ordre différentiel) et l'autre moitié à l'ordre de profondeur (ordre non différentiel). Il s'ensuit un petit problème de course mécanique qui surprend parfois certains modélistes. Il n'y a pourtant pas possibilité de faire autrement, car si l'on « force » la course de l'une ou de l'autre des entrées A ou B, il y aura saturation dans le codeur et par conséquent perte totale de l'ordre ayant provoqué

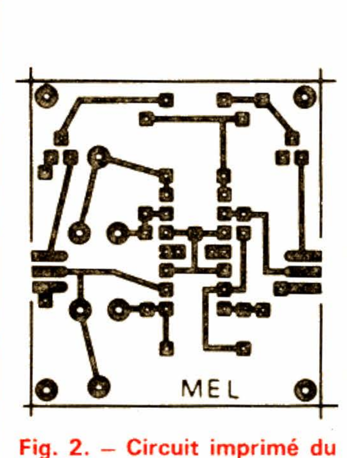


Fig. 2. – Circuit imprimé du mixer.

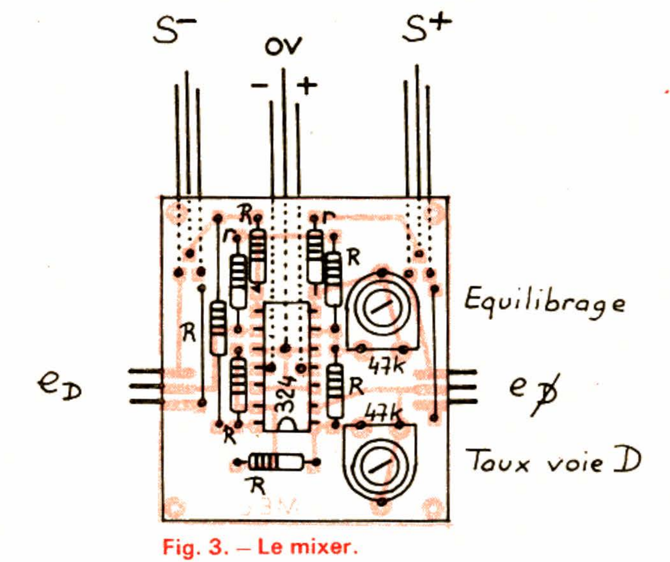


Fig. 3. – Le mixer.

cette saturation. C'est d'ailleurs la raison du montage dans le codeur de ce circuit de régulation automatique des courses, évitant des troubles graves de la séquence, par commandes excessives.

2. Réalisation

a) Liste des composants

1 LM324
6 48,7 kΩ, 1 %
2 24,3 kΩ, 1 %
2 47 kΩ, VA05H
6 picots BERG ou SLM
2 fiches de voies BERG ou SLM
1 fiche d'alim. SLM
1 circuit imprimé.

b) Le circuit imprimé (voir fig. 2)

A fabriquer en époxy de 15/10. Perçages à 8/10 puis 12/10 pour les VA05H.

c) Montage (voir fig. 3)

Commencer par la pose des picots mâles. (Voir réalisation du codeur). Monter les résistances, potentiomètres et straps. Souder le LM324. Poncer les soudures. Nettoyer à l'acétone. Faire les trois cordons et les souder aux points convenables du verso.

d) Installation

Le mixer est installé dans l'émetteur entre les deux platines supportant les circuits de voies. On distingue cela sur les photos C et D.

Pour une pose et dépose rapide, nous avons muni le mixer de deux barrettes de fixation à trous ouverts aux extrémités. Un cintrage convenable « descend » le mixer sous le niveau des platines de voies. Il suffit donc de desserrer les deux boulons correspondants

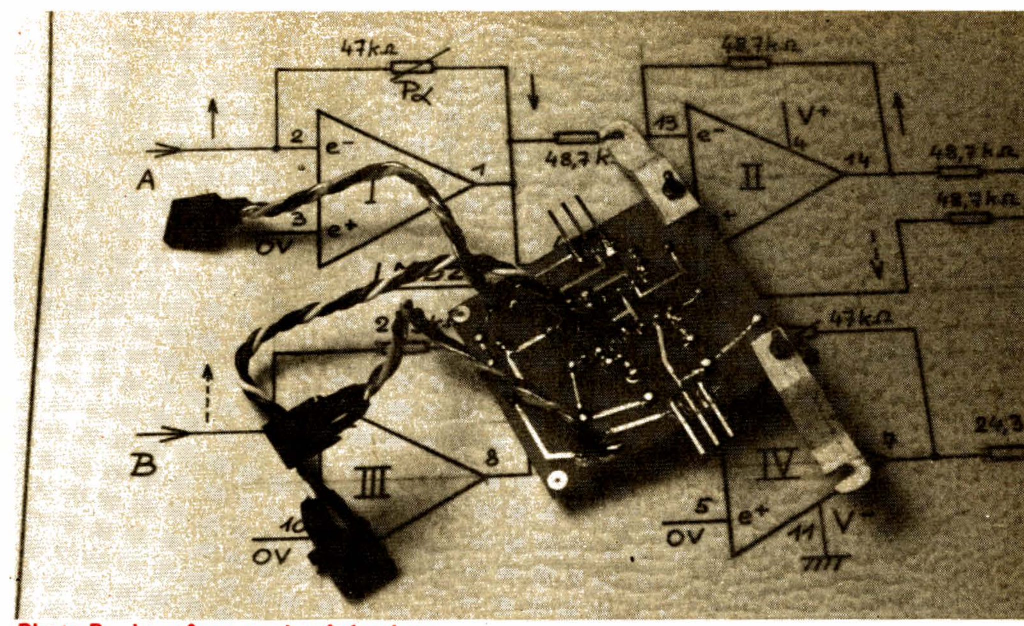


Photo B – Le même, vu du côté cuivre.

des manches pour insérer le mixer. Au préalable on aura connecté les trois cordons du mixer et les deux cordons d'entrées.

Les voies à mixer sont débranchées du codeur et branchées sur l'une ou l'autre entrée du mixer. Les sorties du mixer remplacent les voies déconnectées sur les entrées du codeur. On peut évidemment jouer sur le sens de branchement, tant en entrée qu'en sortie. Le mixage ailerons-profondeur ne pose aucun problème, les entrées mixer se présentant du bon côté. En revanche, pour le mixage dérive-profondeur, le cordon dérive est du mauvais côté. Il faudra donc, soit faire ce cordon de dérive assez long pour rejoindre l'entrée du mixer, soit et cela nous semble plus rationnel, faire une petite rallonge. Cette rallonge permettant au besoin de pallier tout problème de mixage.

e) Essais

Brancher le mixer comme indiqué ci-dessus. Mettre l'émetteur sous tension et vérifier à l'oscilloscope, la séquence obtenue. Voir alors, tout simplement, que le mixage se fait bien : la voie A devant allonger ou raccourcir deux voies en même temps, tandis que la voie B allonge l'une tout en raccourcissant l'autre.

Le fonctionnement est sans problème, sauf si vous avez mélangé les résistances à 1 % !

II – Couplages

Un mot sur cette fonction du TF7-SF. Un exemple typique de couplage : pour piloter « pseudo trois axes » ! Un avion de petites dimensions se pilote normalement aux ailerons et à la profondeur. Seuls les avions de débutants virent à la dérive, ce qui donne d'ailleurs des effets induits désagréables et un pilotage peu réaliste et moins efficace.

Pourtant, lorsque les maquettes sont de grande taille (les Petits Gros !) le pilotage doit s'approcher au plus près de celui des avions grandeur. L'ordre d'ailerons a alors simplement pour mission d'incliner la cellule de manière à éviter le dérapage dans le virage provoqué par la dérive. C'est d'ailleurs ce qui se fait sur terre, sur les anneaux de vitesse où les virages sont aussi relevés pour neutraliser la force centrifuge apparaissant dans les virages. Pour piloter « 3 axes », il faut donc agir simultanément sur la dérive, sur les ailerons et sur la profondeur.

On peut simplifier le travail du pilote en « couplant » la dérive aux ailerons. Dans ces conditions, toute action sur les ailerons provoque une variation proportionnelle et réglable de la dérive. Il devient inutile d'agir sur cette dernière, l'action étant automatique. En revanche, pour certaines figures de voltige, ou simplement pendant le décollage, la dérive doit rester accessible normalement. La fonction COUPLAGE permet ce résultat.

Ainsi, pour nous résumer :

– La commande ailerons agit sur les ailerons ET sur la dérive.

– La commande de dérive n'agit que sur la dérive.

Ce n'est qu'un exemple. Il en existe d'autres, plus particulièrement sur les maquettes où le couplage permet parfois des effets intéressants pour la commande de divers auxiliaires.

Pour ce qui concerne la mise en œuvre du couplage sur le TF7-SF, c'est très

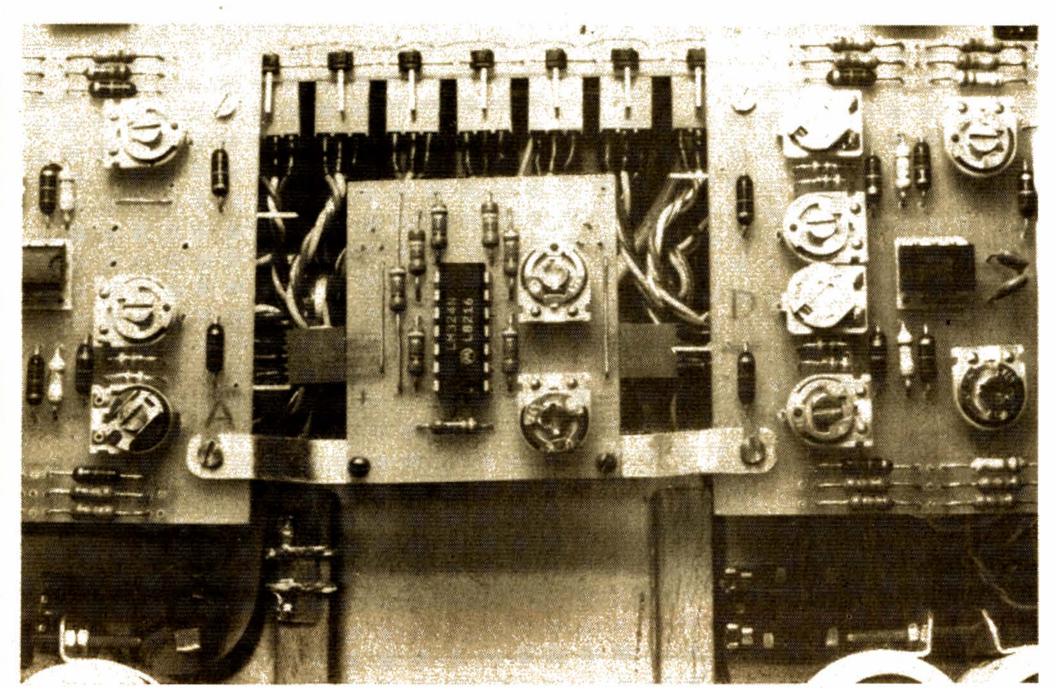


Photo C – Le mixer installé entre les deux platines des circuits de voies principales.

simple. Il suffit d'un simple fil reliant l'une des sorties de voies en S à l'une des entrées quelconques du codeur. On se sert des picots annexes pour ce branchement. Le taux de couplage est alors déterminé par le réglage Pc de la platine de voie en S couplée. Ce taux peut aller du maximum donnant autant d'action dans la voie couplée que dans la voie origine, à un minimum nul.

Par ailleurs, si le couplage peut être direct, comme ci-dessus et donc permanent, il est bon également de pouvoir le supprimer, si besoin est. Par exemple l'effet « 3 voies », pour utile qu'il soit, peut s'avérer gênant dans les figures d'acro. Un tonneau avec dérive à l'appui va être horriblement barriqué ! Il faut pouvoir supprimer le couplage ailerons-dérive. Ceci est possible en intercalant dans le fil de couplage un simple interrupteur accessible sur la face avant de l'émetteur. Le TF7-SF possède justement cet interrupteur, double d'ailleurs, ce qui permet de contrôler deux couplages simultanément. Bien à portée de main, on l'utilisera donc si besoin est !

III – Sonde tachymétrique

1. Le schéma

Nous avons repris la partie « capteur » du « tachymètre-impulsiomètre » décrit dans le n° 1694 du HP. Nous l'avons simplement adapté à une conversion fréquence/tension : voir figure 4.

Les deux étages d'entrée construits autour d'un LM358 permettent d'amener les variations de luminosités, captées par la photodiode, à fournir un signal rectangulaire, en sortie A du deuxième ampli OP.

Le signal produit est fortement différencié par une liaison à très courte constante de temps. Les impulsions ainsi produites et appliquées à l'entrée e+ du troisième ampli OP, LM358, permettent d'obtenir en B des impulsions négatives très courtes, lesquelles envoyées vers le ICM7555, monté en monostable, vont le déclencher à chaque front descendant du signal incident. Voir les oscillogrammes photo.

Le monostable fournit à chaque déclenchement une impulsion de quelque 800 μs. Voir figure 5. Ces

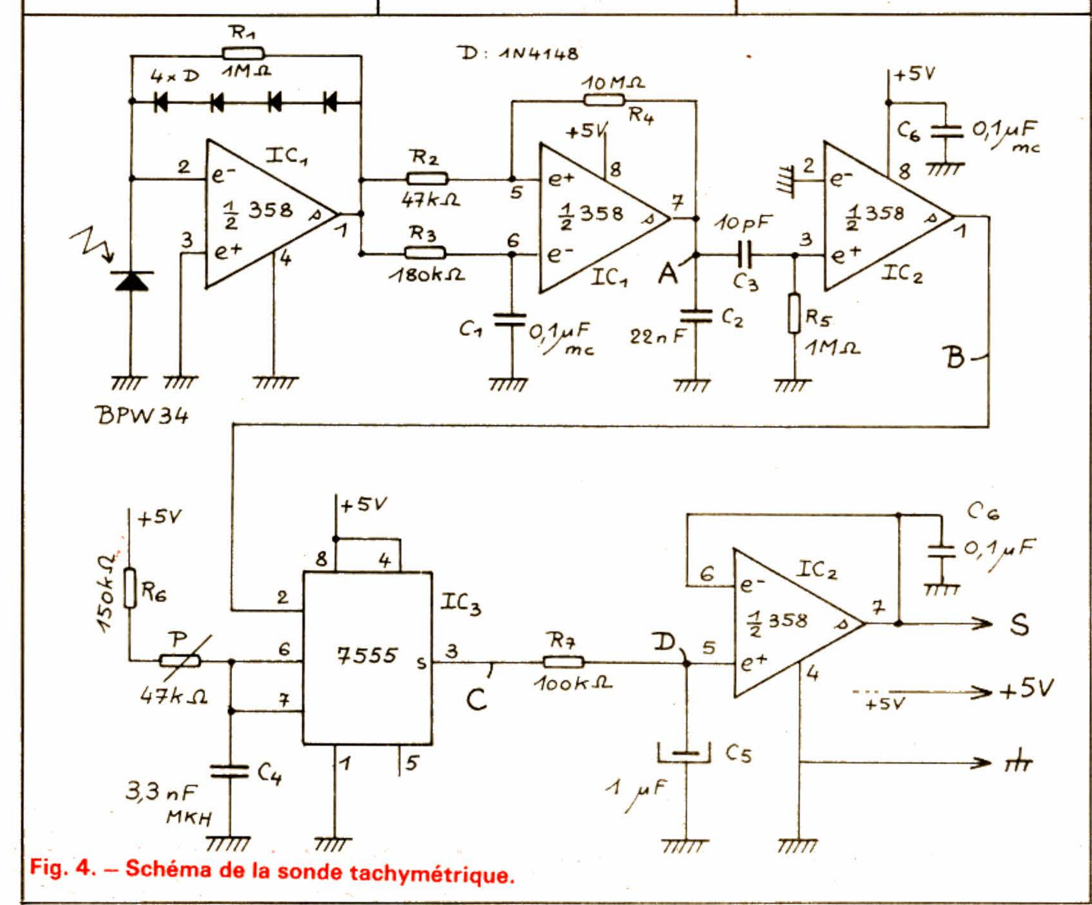
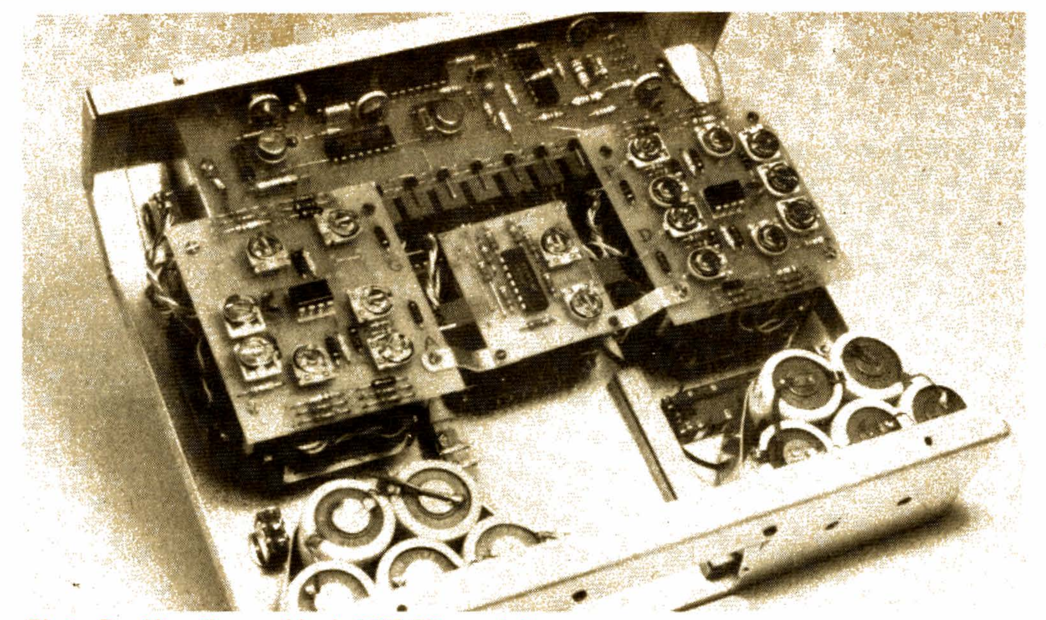


Fig. 4. – Schéma de la sonde tachymétrique.


Photo D – Vue d'ensemble du TF7-SF terminé.

impulsions ont une durée constante mais leur récurrence est liée à la vitesse de rotation du moteur dont on veut connaître la vitesse de rotation. Un circuit intégrateur à forte constante de temps, donne une mesure de la tension moyenne du signal rectangulaire fourni. Voir figure 5. Celle-ci est à un niveau tel que A1 = A2 soit (Vc – Vm) t = Vm (T – t)

d'où

Vc.t–Vm.t = Vm.T–Vm.t

où Vc.t = Vm.T

soit Vm = Vc.t/T

Mais, comme on a f = 1/T, Vm = Vc.t.f et puisque t et Vc sont constants, Vm = k.f ; ce qui prouve que la tension moyenne est directement proportionnelle à la fréquence. La mesure au voltmètre de cette tension est donc, au facteur constant près, la mesure de la fréquence, donc celle de la vitesse de rotation du moteur. Comme on le voit sur la figure 5 et la photo J, la tension moyenne est en fait une dent de scie à faible amplitude. Cette forme correspond aux charges et décharges du condensateur d'intégration. On pourra se reporter à l'annexe ci-dessous pour plus de détail à ce sujet.

Le quatrième ampli OP disponible est monté en suiveur de tension pour limiter la charge du circuit d'intégration. On pourra ainsi, si on le veut, mesurer la tension fournie avec un voltmètre quelconque, même à faible résistance interne et par exemple réaliser un appareil entièrement autonome. Si le montage est utilisé, comme prévu, avec le TF7-SF, la résistance d'entrée du voltmètre est de 100 kΩ et il n'y a par conséquent aucun problème ! Il faudra évidemment commuter le bloc de mesure de l'émetteur en voltmètre. Le réglage P de la constante de temps du monostable permet le calibrage en jouant sur « t » du calcul précédent. La tension à obtenir est de 1 V par 10 000 tours, l'affichage étant dans ce cas de « 10.0 », c'est-à-dire que les mesures sont à 100 tours près ce qui est parfaitement suffisant pour une mesure de vitesse d'un moteur à explosion, cette vitesse n'étant jamais bien constante.

2. La réalisation

a) Liste des composants

2 LM358	1 100 kΩ
1 ICM7555	1 150 kΩ
1 BPW34	1 180 kΩ
4 1N4148	2 1 MΩ
1 47 kΩ	1 10 MΩ

3 0,1 µF mc/5
1 22 nF cér. RTC
1 10 pF cér.
1 3,3 nF MKH
1 1 µF pt

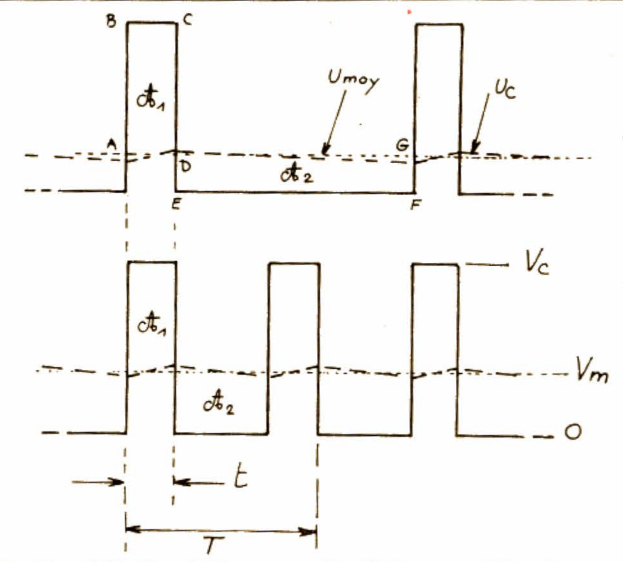
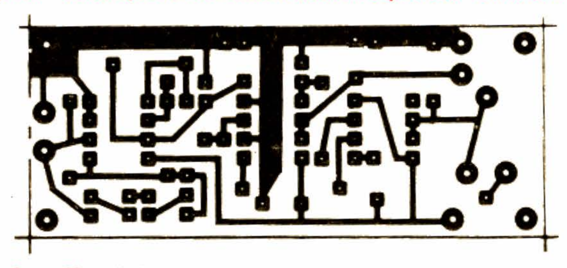


Fig. 5. – Principe de la conversion Fréquence-Tension.


Fig. 6. – Circuit imprimé de la sonde tachymétrique.

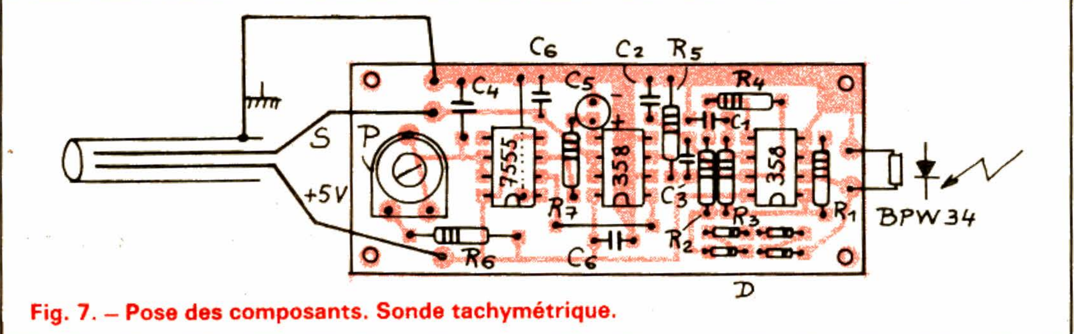


Fig. 7. – Pose des composants. Sonde tachymétrique.

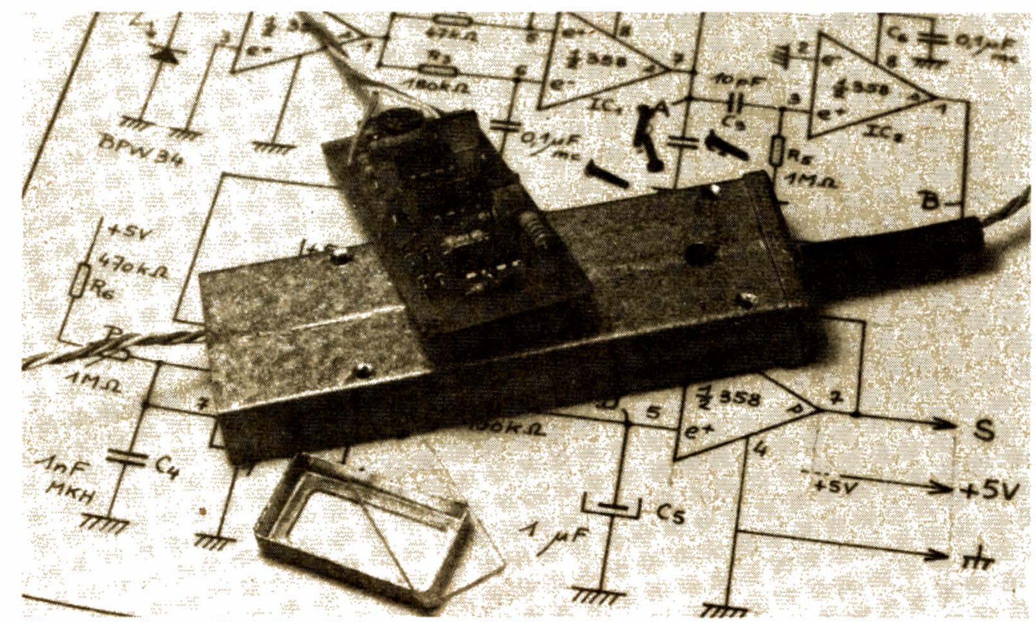


Photo E – La sonde tachymétrique et son boîtier.

1 47 kΩ VA05H
1 fiche de jack stéréo 3,5 mm
1 circuit imprimé.

b) Le circuit imprimé

Voir figure 6. A réaliser en époxy de 15/10, simple face. Perçages à 8/10, agrandis à 12/10 pour la VA05H. Pour la fixation, nous avons soudé, au verso, une entretoise laiton de L = 2,5 mm, à l'angle masse et collé à l'araldite trois autres entretoises identiques aux trois autres angles. Ces entretoises sont centrées sur les trous de fixation, lesquels ont été taraudés à 15/10 sur le proto.

c) Le boîtier (voir fig. 7)

Le boîtier de la sonde peut être assez quelconque. Il est préférable qu'il soit métallique, de manière à réduire les possibilités de perturbations. Nous l'avons fabriqué en alu de 8/10, enroulé sur un petit bloc de bois dur, réalisé aux exactes dimensions intérieures désirées. Le raccord longitudinal est fait juste au milieu du dessous, bord à bord. Les deux extrémités sont collées à l'araldite. Les deux pièces de bouts sont pliées sur la partie principale, le bloc de bois à l'intérieur. La partie arrière est alors collée à l'araldite, après perçage et mise en place de la pièce de passage du câble. (C'est une douille banane de 4 mm pour le proto). La partie avant est percée d'une lucarne munie d'un rhodoïd. Elle est simplement mise en place par frottement dur. Pour accéder au réglage, le CI mis en place, un trou de 40/40 est percé sous le boîtier.

d) Montage

Se reporter à la figure 7. Il suffit de suivre ses indications pour la mise en place des composants. Attention au sens des circuits intégrés et des diodes. Ne pas oublier les straps ! Le cordon de liaison est un simple trois fils torsadés. On pourrait utiliser un fil blindé à deux conducteurs, la gaine de masse faisant le retour.

e) Réglage

Connecter à l'émetteur TF7-SF, sans platine HF pour les premiers essais. Mettre en marche, bloc de mesure en voltmètre et sonde sous une lampe alimentée par le secteur 50 Hz. Un tube au néon convient aussi, bien sûr !

Il vous reste à amener l'affichage à « 3.0 » ce qui correspond à 3 000 tr/mn ! C'est tout ! On notera que nous n'avons pas prévu la possibilité de mesure sur un moteur équipé d'une hélice tripale ou quadripale ! Nous avons pensé que cet usage était tellement particulier que la modification ne s'imposait pas, dans le cas général ! Pourtant, si vous en éprouvez le besoin, la chose est possible. Il suffit de prévoir entre sortie de la sonde et masse, un pont diviseur réduisant la tension en conséquence, des 2/3 dans le cas de la tripale et de 1/2 dans celui de la quadripale. Il reste assez d'espace dans le boîtier même de la sonde pour monter ce dispositif. La commutation pouvant se faire par cavaliers au pas de 2,54 mm.

f) Tachymètre autonome

Comme nous l'avons déjà indiqué plus haut, le

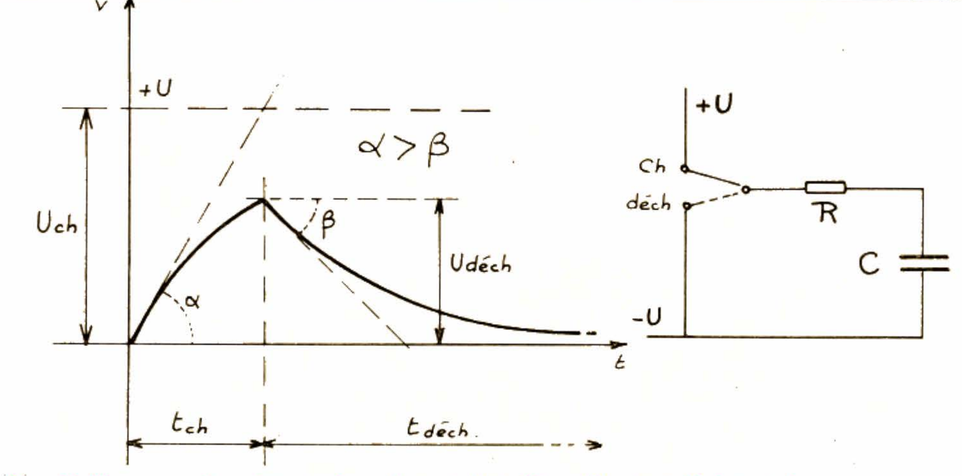


Fig. 8. – Voilà un condensateur qui se charge plus vite qu'il ne se décharge !

petit montage décrit constitue à lui seul un tachymètre complet, à condition de lui adjoindre un voltmètre. Ce voltmètre peut être réalisé à partir d'un Vu-mètre de bonne qualité et de petit prix. La graduation doit être linéaire, ce qui n'en est que plus simple. La sensibilité à obtenir à l'aide de la résistance série habituelle (voir les articles « Pratique de la Mesure ») doit être de 2 V, ce qui permet de lire jusqu'à 20 000 tr/mn. Il est d'ailleurs très facile d'obtenir plusieurs gammes de mesure par commutation de cette résistance. L'alimentation du circuit électronique se ferait alors avec une pile de 9 V, dont la tension serait ramenée à 5 V par un régulateur intégré de type 78L05. L'ensemble pourrait être installé dans un boîtier de dimensions très réduites.

Annexe

Le circuit abordé en figure 4, point D, et en figure 5, n'est pas sans poser quelques problèmes, si l'on entre un peu dans le détail de son fonctionnement. En effet, nous avons dit que le signal intégré avait une forme en dents de scie. Nous avons agrandi cette dent de scie en figure 8. On n'est pas sans remarquer un détail troublant : le condensateur d'intégration se charge plus vite qu'il ne se décharge ! En effet Tch > Tdéch ! Comment expliquer ce fait troublant qui semble défier les lois de l'électricité et en fait bondir plus d'un ! Si l'on se reporte à la figure 4, on constate que le condensateur qui nous sert ici de sujet d'intérêt, C_5 en l'occurrence, se charge et se décharge à travers la même résistance R_7, le point C étant successivement relié au + 5 V et à la masse par le ICM7555.

Mais imaginons maintenant la première charge de C_5. Voir figure 9. Sa tension aux bornes est nulle, à l'instant initial. R_5 passe à + 5 V et C_5 se charge donc sous cette tension Uch = U – 0 = U ! Cela donne donc un courant de charge maximale de Ich = U/R_7, et donc un angle de pente α maximal. Le condensateur se chargeant, sa tension aux bornes croît et la tension de charge décroît d'autant, d'où pente décroissante de la courbe de charge et sa forme exponentielle.

A la fin de l'impulsion du 7555, le condensateur C_5 n'est pas entièrement chargé, loin s'en faut. La résistance R_7 passe à la masse et la décharge commence. Cependant, la tension à décharger n'est pas U mais seulement Udéch, bien inférieure, ce qui fait que le courant maximal de décharge n'est que de Idéch = Udéch/R_7, bien inférieur à Ich et donnant donc une pente β plus petite. La décharge se faisant à petit courant, dure plus long-

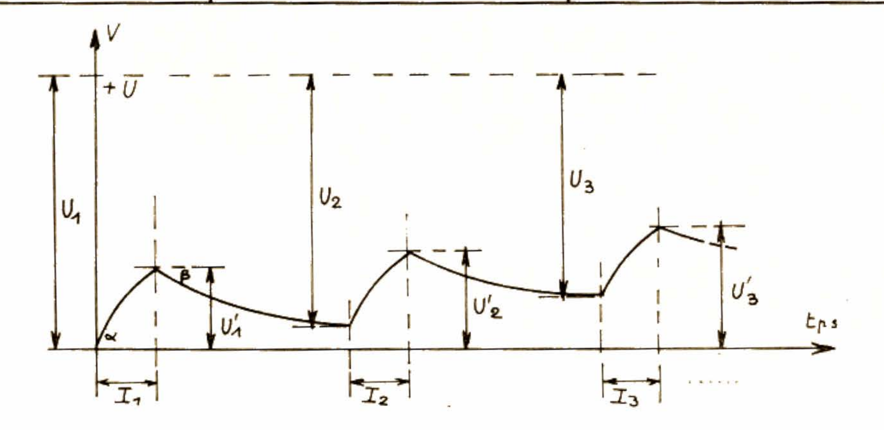


Fig. 9. – Mécanisme de l'obtention de l'état stable.

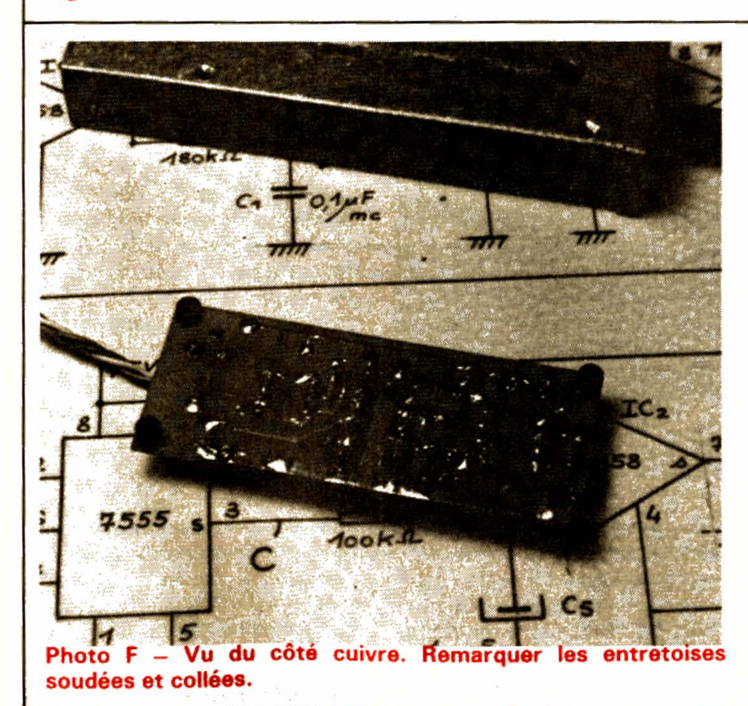


Photo F – Vu du côté cuivre. Remarquer les entretoises soudées et collées.

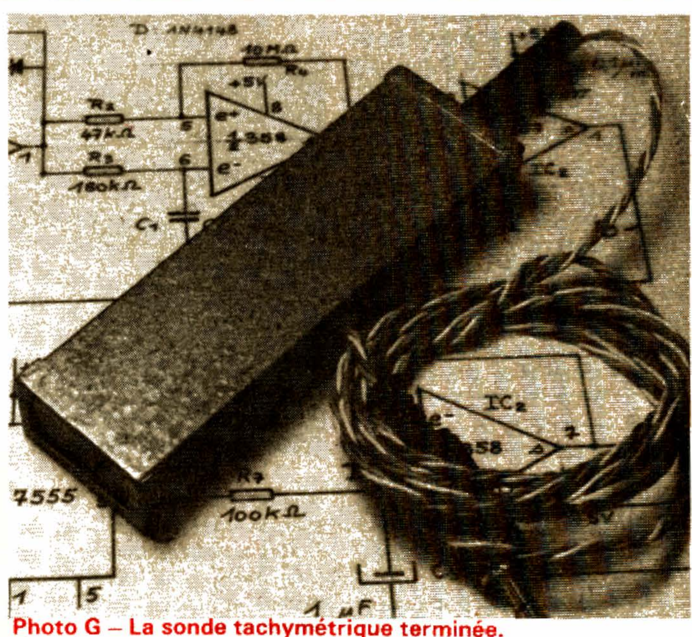


Photo G – La sonde tachymétrique terminée.

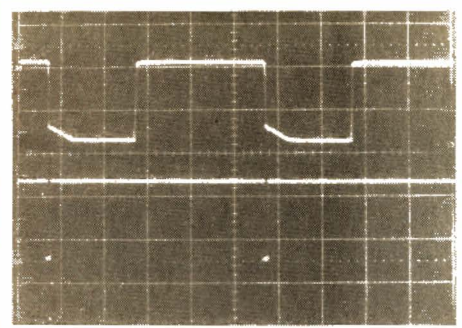


Photo H – En haut, oscillogramme du signal en A. Fréquence 50 Hz. En bas, signal au point B.

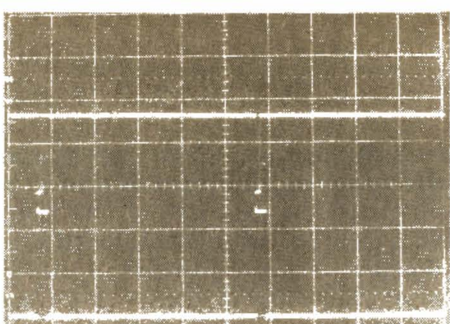


Photo I – En haut signal en C et en bas, signal en B.

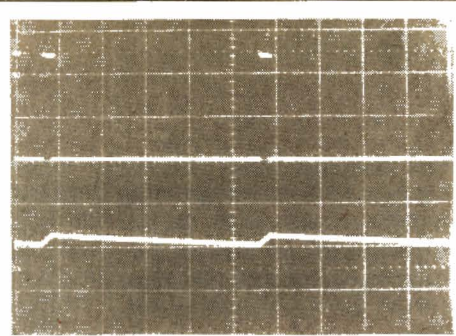


Photo J – En haut, signal en C et en bas, signal en D.

temps et on a bien Tdéch > Tch !

Par ailleurs, à l'impulsion suivante, le condensateur n'est pas complètement déchargé, ce qui fait que le départ de la seconde charge ne se fait pas de 0 Volt, mais à ce niveau résiduel ! Cela provoque alors une fin de charge correspondante à tension un peu supérieure également. Donc, d'impulsion en impulsion, la dent de scie va « monter » vers + U. Voir figure 8.

Mais, d'autre part, le point de départ de chaque décharge monte également, ce qui fait que ces décharges commencent chaque fois à un niveau un peu plus élevé. Le courant initial est donc à chaque fois un peu plus intense et la durée de décharge un peu plus courte.

Les deux phénomènes sont donc contradictoires, l'un provoquant la « montée » de la dent de scie et l'autre sa « descente ». Il s'ensuit un équilibre obtenu quand la dent de scie est centrée sur la « tension moyenne » du signal rectangulaire issu du 7555.

Si l'on diminue la valeur de C_5, l'amplitude de la dent de scie est plus importante, c'est un défaut de filtrage. Si l'on augmente cette valeur, cette amplitude diminue mais alors l'équilibre est de plus en plus long à obtenir. La valeur choisie dans cette réalisation permet un compromis correct, avec à la fois un filtrage suffisant et une acquisition rapide de l'état stable.

F. THOBOIS

Bloc-notes

PHILIPS : « COMPACT DISC » PROFESSIONNELS A RFM

Présenté en première mondiale à la 74ᵉ Convention de l'AES de New York en novembre 1983 et apparu à la 75ᵉ Convention de Paris fin mars 1984, le système « Compact Disc » professionnel CDP 502 de Philips est déjà entré dans les mœurs des stations de radiodiffusion privées.

En effet, RFM, qui arrose la région parisienne depuis le Centre commercial de Vélizy, vient de s'équiper auprès de Philips-Portenseigne d'un système CDP 502 complet, ce qui en fait la première radio française équipée d'un tel dispositif.

Rappelons qu'un système CDP 502 comprend :

- deux lecteurs « Compact Disc » pro ;
- une unité de commande ;
- une console de programmation ;
- un moniteur vidéo pour la visualisation des informations (numéro de morceau, temps déjà écoulé et restant du morceau de musique en cours).



Cet ensemble peut être utilisé avec une console de mixage et aussi être relié à une imprimante.

A partir de la console de programmation, il est possible de présélectionner et de programmer les différents morceaux de musique enregistrés sur les disques compacts. Lorsque la commande de démarrage est donnée, les lecteurs jouent les morceaux, ou parties de morceaux, sélectionnés préalablement dans l'ordre désiré.

Notons, en outre, que le temps d'accès est réduit, au plus, à 2 secondes, avec une précision de 13,3 millisecondes (il s'agit, en fait, ici, de la longueur de spirale numérisée lue en ce laps de temps), et que deux vitesses de recherche manuelle – lente ou rapide – permettent de retrouver le point exact d'une plage musicale ; en recherche lente, le lecteur C.D.P. débute au point exact départ, joue pendant une demi-seconde et retourne au point exact départ : pour rechercher avec précision un point d'un morceau, il suffit donc de tourner manuellement le volant de recherche qui fait avancer ou reculer le temps exact départ d'une seconde (en recherche rapide, la même opération permet de couvrir une minute).



audio 6

Métro : CADET - N-D DE LORETTE - LE PELETIER

6 et 8, rue de Châteaudun, 75009 PARIS
Tél. 285.25.33 + Télex 210311F/185 Audio 6

le spécialiste de la vidéo

TOUS LES SYSTEMES VIDEO ACTUELS EN DEMONSTRATION PERMANENTE

Heures d'ouverture :
Le lundi de 14 h à 19 h
Du mardi au samedi de 10 h à 19 h

MAGNÉTOSCOPES SALON

VHS

HITACHI 9700	Promo 8460 F
PANASONIC NV 333	N.C.
PANASONIC NV 7200	7990 F
JVC HR 7600	N.C.
AKAI VS 1	7290 F
Pathé PMK 51	8790 F

BETA

SONY SLC 6 F	N.C.
N.CSONY SLC 7 F	N.C.
SONY SLC 9 F	11980 F

NOUVEAUTES

HITACHI VT 11S	6790 F
HITACHI VT 16S	8980 F
HITACHI VT 7S	N.C.
HITACHI VT 680 S	10500 F
JVC HRD 120S	7900 F
JVC HRD 225S	9200 F

MAGNÉTOSCOPES PORTABLES

VHS

JVC HR2650	8190 F
JVC TUNER TU 26S	3890 F
JVC BLOC AAP 26S	1780 F
HITACHI VT 6800S	L'ensemble
HITACHI TUNER TU 68S	9980 F
CANON VR 10	8850 F
CANON TUNER VT10	3980 F
CANON BLOC SECTEUR	1290 F
TUNER P. MARCONI TU 307	2590 F
TUNER JVC 24 S	2750 F

NOUVEAUTE 83

JVC HRC 3 avec accessoires et caméra	N.C.

BETA

SONY SLF1 PROMO	N.C.
SONY TUNER TTF1	N.C.
PANASONIC NV 100	8560 F
PANASONIC TUNER NVV 10	3150 F
BATTERIE NV 100	290 F
BLOC SECTEUR CHARGEUR	940 F

ACCESSOIRES ET CABLES DE LIAISON DISPONIBLES.

CAMÉRAS COULEUR

HITACHI VKC 2000	8290 F
CANON VC 10 autofocus	11050 F
SONY HVC 4000 S	8900 F
BRANDT CRC 05	Promo 4800 F
JVC GX 78 S	5350 F
PANASONIC WV 3100 Promo	5880 F
PANASONIC WVP 30	8250 F
PANASONIC autofocus WVP50	8950 F
JVC S 100 S	N.C.
JVC G2S3S	N.C.

MINI TV ET MONITEURS

JVC CX 610, 15 cm P/S/CCIR	Promo 3850 F
JVC TM 22 EG	N.C.
JVC VM 14, 36 cm tristandard	N.C.
JVC TN 90 P/S N	7150 F

ATTENTION : Nous consulter avant tout achat pour prix et disponibilités Prix au 25.4.84
Promotions valables dans la limite des stocks disponibles.

JEUX VIDÉO

PRIX FRACASSANTS
JUSQU'AU 30/5/84
sur JET 25 - ATARI 2600 S - MATTEL - COLECO
cartouches dans toutes les marques en promotion N.C.

TÉLÉVISEURS

	SECAM	P/S
BRANDT 67 stéréo	7190 F	
BRANDT 56 cms	4990 F	
BRANDT 36 cms	3990 F	
B et O 66 cms	7990 F	
HITACHI 42 cm	3580 F	
PANASONIC TC 2229	4380 F	
PANASONIC TC 2629	4800 F	
JVC 7255 36 cm	3950 F	
JVC 7955 FC 51 cm stéréo	6590 F	
BARCO Série 4000		
Biphonique 56 cm	8700 F	9700 F
Biphonique 66 cm	9200 F	10300 F
SONY nouveaux modèles	N.C.	
PROFEEL	N.C.	
SALORA	N.C.	
RADIOLA	N.C.	
SIEMENS	N.C.	
PATHE 0510 avec prise caméra	3990 F	

VENTE A L'EXPORTATION

tél. (1) 285.25.33

MAGNÉTOSCOPES ET CAMÉRAS

JVC 7600 K	7850 F HT
JVC GZS 3E Pal	6130 F HT
PROMO	
Portable VR 510 + Tuner TU 24 Pal Secam double réception	9500 F HT
Panasonic 8600 F	4650 F HT
NOUVEAUTÉS	
JVC 7610 MS Tristandard	8950 F HT
JVC HR 2650 EG	6890 F HT
JVC TU 26 EG	3450 F HT
JVC HRD 120 EG P/S	7050 F HT
JVC HRD 225 EG P/S stéréo	8100 F HT
JVC HRC 3 Pal/Secam	6990 F HT
JVC HRD 225 EG	6995 F HT
JVC HRD 120 EG	5985 F HT
HITACHI VT 16 EL P/S	8360 F HT

NOMBREUX AUTRES MODELES ET STANDARDS DISPONIBLES. N'HESITEZ PAS A NOUS APPELER SERVICE EXPEDITION DANS LE MONDE ENTIER. DETAXE EXPORTATION

LOCATIONS DE MATÉRIEL VIDÉO

à la journée, week-end et semaine
nous consulter pour tarifs et conditions

MICROSHOP

NOUVEAU

Micro-informatique
6 Rue de Châteaudun
75009 PARIS. Tél. 878.80.63
CONCESSIONNAIRE AGRÉÉ APPLE

APPLE II et III .... **PROMOTION**
SHARP Micro-ordinateurs de poche
Micro-ordinateurs familiaux :
Librairie et fournitures.

Périphériques, accessoires et logiciels professionnels
CORDONS POUR MICRO INFORMATIQUE

CRÉDITS

CREG - CETELEM
LEASING - SOVAGREG
SAV Assuré toutes marques

PROMOTIONS

Stocks limités
Grandes marques Cassettes

E 120	63 F	par 10	59 F	par 50	N.C.
E 180	73 F	par 10	69 F	par 50	N.C.
E 240	105 F	par 10	99 F	par 50	N.C.
EC 30	80 F	par 10	75 F	par 50	70 F

Nettoyage TCL 10	75 F
VHSC Pathé PMK1 avec caméra CCE03V	11350 F
TORCHE vidéo ventilée	450 F
Pied Vidéo	490 F
Kit copie Universel	380 F
TUNERS	
PANASONIC NVV 300	Prix coûtant 2555 F
HITACHI TU 655	Prix coûtant 2051 F
CAMERAS COULEURS	
BRANDT CRC 14	Prix coûtant 4370 F

DIVERS

7000 Système complet	Promo N.C.
Régén. synchro vidéo KRAMER VS1	2980 F
SHOWTIME Video Ventures 7004	9350 F
VV 70 P ampli vidéo	4060 F
VV 570 commutateur vidéo	2120 F
VV 170 S stabilisateur	3830 F
VV 270 P Régénérateur contours	4920 F
SUPEREX GEM 100	2990 F

Expéditions Province et Etranger (Détaxe à l'exportation).
Le matériel voyage aux risques et périls du destinataire. Possibilité Assurance Transport.